

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2019

Bc. Ondřej Valach



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

HYBRIDNÍ MIKROFONNÍ PŘEDZESILOVAČ

HYBRID MICROPHONE PREAMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Valach

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Audio inženýrství**

Ústav telekomunikací

Student: Bc. Ondřej Valach

ID: 147363

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Hybridní mikrofonní předzesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte hybridní mikrofonní předzesilovač/DI box s možností plynulé regulace poměru zesílení realizované předzesilovači využívající polovodičové a elektronkové prvky, včetně vlastního napájení. Dílčí části ověřte simulacemi, proveďte případné změny v návrhu obvodového řešení, a následně experimentálním měřením. Chování celku ověřte vyhodnocením především kmitočtové a fázové charakteristiky, zkreslení a šumových vlastností.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Z. Kotisa, NF zesilovače 1 - předzesilovače, BEN – technická literatura, 2001, ISBN: 807300030X

[2] D.B. Weems, Designing, Building, and Testing Your Own Speaker System with Projects, McGraw-Hill Education TAB, 1996, ISBN: 978-0070694293

Termín zadání: 1.2.2019

Termín odevzdání: 16.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem hybridního mikrofonního předzesilovače s plynulou volbou technologie zesílení, a to mezi aktivní částí využívající elektronkové nebo polovodičové prvky. Před samotným návrhem jsou popsány základní fyzikální vztahy elektroakustiky. Problematika spojování zvukových zařízení, jejich napěťové a šumové poměry a v poslední řadě technické vlastnosti mikrofونů a elektronek. V rámci praktické části je navržena celková struktura hybridního předzesilovače a jsou stanoveny cíle práce. Následuje podrobný návrh dílčích částí předzesilovače. Od vstupních obvodů přes jednotlivé zesilovací stupně polovodičové i elektronkové části po výstup zařízení. Velká část obvodů byla ověřena simulacemi. Na základě výsledků získaných v návrhu signálové části předzesilovače jsou navrženy i napájecí obvody. Poslední část práce se pak věnuje experimentálnímu měření, ověření a vyhodnocení funkčnosti předzesilovače.

Klíčová slova

Mikrofon, Mikrofonní předzesilovač, Elektronka, Transformátor

Abstract

The diploma thesis deals with the design of hybrid microphone preamplifier with stepless choice of amplification technology between active part using tube or semiconductor elements. Before the design, the basic physical relations of electroacoustics were described. Problems of connection of audio devices, their voltage and noise conditions. At last technical properties of microphones and tubes were described. In the practical part, the overall structure of the hybrid preamplifier is designed and the goals of the thesis are set. This is followed by a detailed design of the preamplifiers. From input circuits through individual amplifier stages of the semiconductor and tube sections to the output of the device. Much of the circuit was tested by software simulations. Based on the results obtained in the design of the signal part of the preamplifier, the power circuits were designed. Finally the preamplifier functionality was verified by measurement on the Audio Analyzer.

Keywords

Microphone, Microphone preamplifier, Tube, Transformer

Bibliografická citace:

VALACH, Ondřej. *Hybridní mikrofonní předzesilovač* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/118154>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Jaroslav Koton.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Hybridní mikrofonní předzesilovač“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona c. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

podpis autora

Poděkování

Děluji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi Ph.D., za užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování práce.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

Úvod.....	12
1. Úvod do elektroakustiky	13
1.1 Základní elektroakustické veličiny	13
2. Přizpůsobení v signálovém řetězci	17
2.1 Impedanční přizpůsobení.....	17
2.2 Dynamický rozsah přenosového systému.....	17
2.3 Šumové vlastnosti mikrofonu	19
2.4 Šumové vlastnosti mikrofonního předzesilovače	20
3. Elektronky.....	23
3.1 Úvod do problematiky elektronek	23
3.2 Dělení elektronek.....	23
3.2.1 Trioda.....	23
3.2.2 Tetroda.....	24
3.2.3 Pentoda	25
3.3 Dynamické vlastnosti elektronek.....	25
3.4 Princip činnosti elektronkového zesilovače.....	26
3.5 Zkreslení elektronky	27
3.6 Základní zapojení elektronek.....	27
4. Mikrofon	29
4.1 Parametry charakterizující provozní vlastnosti mikrofonů.....	29
4.2 Akustický snímač (mikrofonní kapsle).....	34
4.2.1 Rozdělení mikrofonních kondenzátorových kapslí	35
4.3 Polarizační napětí.....	37
4.4 Princip funkce mikrofonu	37
5. Praktická Část	40
5.1 Návrh předzesilovače.....	40
5.1.1 Vstupní část předzesilovače.....	41
5.1.2 Vstupní transformátor	43
5.2 Polovodičová část	44
5.2.1 Zesilovací stupeň s IO1	45
5.2.2 Zesilovací stupeň s IO2	46

5.2.3	Diskrétní operační zesilovač.....	47
5.2.4	Simulace diskrétního OZ	50
5.3	Nástrojový vstup	56
5.3.1	Simulace obvodu nástrojového vstupu	58
5.4	Elektronková část.....	60
5.4.1	Kaskoda	61
5.4.2	Simulace obvodu kaskodového stupně	69
5.4.3	Elektronkový stupeň (SRPP)	70
5.5	Směšovací obvod	72
5.6	Regulace výstupní úrovně (T-článek).....	73
5.7	Výstupní obvod.....	74
5.8	Indikátor vybuzení	75
5.9	Napájecí zdroj	77
5.9.1	Zdroj žhavicího napětí	77
5.9.2	Anodové napětí	79
5.9.3	Fantomové napájení 48 V	80
5.9.4	Symetrické napájení.....	82
5.9.5	Napájení ostatních obvodů.....	84
5.9.6	Návrh Transformátoru	86
6.	Měření	87
6.1	Frekvenční charakteristika.....	87
6.2	Fázová charakteristika	89
6.3	Celkové harmonické zkreslení THD.....	91
6.4	Celkové harmonické zkreslení THD+N	93
6.5	Skupinové zpoždění.....	94
6.6	Ostatní širokopásmová měření.....	96
7.	Závěr	98

Seznam obrázků

Obr. 1-1 Rozsahy napěťových úrovní zdrojů zvukových signálů [1].....	14
Obr. 1-2 Crest Factor pro různé typy průběhů [2]	15
Obr. 1-3 Porovnání úrovně v jednotkách dBu a dBFS	16
Obr. 3-1 Zapojení elektronky se společnou katodou	28
Obr. 3-2 Zapojení elektronky se společnou anodou	29
Obr. 4-1 Váhovací křivky	33
Obr. 4-2 Řez mikrofonní kapslí – tlakový měnič [7].....	36
Obr. 4-3 Řez mikrofonní kapslí – tlakový gradientní měnič [7].....	36
Obr. 4-4 Zapojení mikrofonního zesilovače [7]	38
Obr. 5-1 Blokové schéma mikrofonního předzesilovače.....	41
Obr. 5-2 Vstupní část předzesilovače	42
Obr. 5-3 Jednoduchý odporový dělič	43
Obr. 5-4 Symetrický odporový dělič	43
Obr. 5-5 Blokové schéma polovodičové části	44
Obr. 5-6 Schéma zapojení prvního zesilovacího stupně.....	45
Obr. 5-7 Obvod pro kompenzaci stejnosměrné složky	47
Obr. 5-8 Schéma diskrétního operačního zesilovače IO1 a IO2.....	49
Obr. 5-9 Obvod DOZ25 v simulační programu Microcap	51
Obr. 5-10 Obvod pro simulaci otevřené smyčky	52
Obr. 5-11 Kmitočtová charakteristika DOZ (otevřená smyčka).....	52
Obr. 5-12 Fázová charakteristika DOZ25 (otevřená smyčka).....	53
Obr. 5-13 Obvod pro simulaci uzavřené smyčky	54
Obr. 5-14 Kmitočtová charakteristika při různých nastaveních zisku.....	54
Obr. 5-15 Fázová charakteristika DOZ25.....	55
Obr. 5-16 Obvod pro simulaci výstupní impedance	55
Obr. 5-17 Impedanční charakteristika výstupu DOZ25.....	56
Obr. 5-18 Schéma zapojení nástrojového vstupu	57
Obr. 5-19 Obvod nástrojového vstupu v simulační programu Microcap	58
Obr. 5-20 Kmitočtová charakteristika nástrojového vstupu	58
Obr. 5-21 Fázová charakteristika nástrojového vstupu.....	59
Obr. 5-22 Vstupní impedanční charakteristika nástrojového vstupu.....	60

Obr. 5-23 Schéma elektronkové části předzesilovače	61
Obr. 5-24 Vstupní část elektronkového kaskodového zesilovače	62
Obr. 5-25 Grafický návrh pracovního bodu kaskody (převzato z [16])	64
Obr. 5-26 Obvod kaskody v simulační programu Microcap	69
Obr. 5-27 Kmitočtová charakteristika kaskody	69
Obr. 5-28 Fázová charakteristika kaskody.....	70
Obr. 5-29 Elektronkový stupeň SRPP	71
Obr. 5-30 Grafický návrh pracovního bodu zapojení SRPP (převzato z [17])...	72
Obr. 5-31 Zapojení směšovacího obvodu	73
Obr. 5-32 Přemostěný útlumový T článek (výstupní regulátor úrovně).....	74
Obr. 5-33 Schéma výstupního obvodu	75
Obr. 5-34 Schéma indikátoru vybuzení	76
Obr. 5-35 Zdroj žhavicího napětí 6,3 V	77
Obr. 5-36 Schéma anodového napájecího zdroje	80
Obr. 5-37 Schéma napájecího zdroje 48 V	81
Obr. 5-38 Schéma symetrického napájecího zdroje ± 16 V	83
Obr. 5-39 Schéma zdroje 16 V	85
Obr. 6-1 Frekvenční charakteristika (100 % polovodičové zesílení)	87
Obr. 6-2 Frekvenční charakteristika (100 % elektronkové zesílení)	88
Obr. 6-3 Frekvenční charakteristika (směšování 50/50).....	89
Obr. 6-4 Fázová charakteristika (100 % polodičové zesílení).....	90
Obr. 6-5 Fázová charakteristika (100% elektronkové zesílení).....	90
Obr. 6-6 Fázová charakteristika (Směšování 50/50).....	91
Obr. 6-7 Zkreslení THD (100 % polovodičové zesílení).....	91
Obr. 6-8 Zkreslení THD (100 % elektronkové zesílení).....	92
Obr. 6-9 Zkreslení THD (směšování 50/50).....	92
Obr. 6-10 Zkreslení THD+N (100% polovodičové zesílení)	93
Obr. 6-11 Zkreslení THD+N (100% elektronkové zesílení)	94
Obr. 6-12 Zkreslení THD+N (smíchání 50/50)	94
Obr. 6-13 Skupinové zpoždění (100% polovodičové zesílení)	95
Obr. 6-14 Skupinové zpoždění (100% elektronkové zesílení)	95
Obr. 6-15 Skupinové zpoždění (směšování 50/50).....	96

Seznam tabulek

Tab. 2-1 Maximální výstupní napětí mikrofonu v dBu [4].....	18
Tab. 2-2 Úroveň vlastního šumu dynamického mikrofonu [4]	20
Tab. 2-3 Vlastní šum v závislosti na citlivosti [4]	22
Tab. 5-1 Tabulka jednotlivých úrovní indikátoru	76
Tab. 5-2 Tabulka symetricky napájených obvodů.....	82
Tab. 5-3 Seznam obvodů s napájením 16 V	84
Tab. 5-4 Požadované veličiny napájecí transformátoru	86
Tab. 5-5 Navržené veličiny napájecího transformátoru	86

ÚVOD

Elektronkové mikrofonní předzesilovače mají ve zvukařské studiové praxi stále velký význam, právě pro svoji schopnost dělat zvuk subjektivně příjemnější. Nejsou však vhodnou volbou pro všechny situace nahrávání. Elektronky jsou pomalejší, zvukově teplejší, polovodiče zase naopak rychlejší a zvukově ostřejší. Někdy by ideální volba zvukaře ležela někde mezi těmito dvěma charaktery. Proto vznikl požadavek na návrh hybridního předzesilovače, který umožňuje plynulou volbu mezi těmito dvěma prvky. Možnost plynulé regulace mezi zvukem elektronkového a polovodičového zesilovače umožňuje vytvořit relativně široké spektrum unikátních zvuků. Nelineární zkreslení, které elektronka produkuje, harmonicky obohacuje zvuk takovým způsobem, že se v nahrávce lépe prosadí mezi ostatními zvuky. Tento efekt z hlediska psychoakustiky způsobuje i subjektivní přiblížení zvuku k posluchači [18]. Naopak polovodičová část zajišťuje přenos signálu s menší mírou zkreslení, což v jiných situacích je naopak vyžadováno.

Teoretická část vysvětluje úroňové a šumové poměry při spojování mikrofonu s předzesilovačem. Podrobně rozebírá technické vlastnosti mikrofonů a základní vlastnosti elektronek.

Praktická část práce se zabývá blokovým návrhem zapojení mikrofonního předzesilovače s nástrojovým vstupem. Zapojení obsahuje elektronkové i polovodičové aktivní prvky v zesilovacím stupni. Uživatel má možnost plynule regulovat poměr použité technologie zesilování mezi elektronkovou a polovodičovou částí. Celkový zisk předzesilovače 60 dB je řízen společným ovládacím prvkem. Mimo to je možné regulovat i výstupní úroveň samostatným regulátorem v rozmezí 0 až -5 dB. Uživatel má tedy možnost vybudit předzesilovač dle potřeby bez rizika digitálního zkreslení, pokud by například na výstup byl zařazen A/D převodník. Regulace výstupní úrovně již nemá znatelný vliv na zkreslení, jelikož jí nenásleduje žádný aktivní prvek. Předzesilovač je koncipován tak, aby obsahoval jen nezbytný počet obvodů v signálové cestě z důvodu zachování kvality signálu. Cílem bylo vytvořit zařízení, které při maximální volbě konkrétní topologie, tedy zejména elektronkové, nebude využívat zbytečné polovodičové aktivní prvky v signálové cestě.

1. ÚVOD DO ELEKTROAKUSTIKY

1.1 Základní elektroakustické veličiny

Základy elektroakustiky

Délka vlny slyšitelného akustického pásma se pohybuje od 17,171 m (20 Hz) a 17 mm (20 kHz).

Při zdvojnásobení vzdálenosti od zdroje zvuku poklesne hladina intenzity zvuku o 6 dB. Velikost útlumu v dB se spočítá podle rovnice (1.1).

$$\text{útlum}_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{D_1}{D_2}\right) \quad (1.1)$$

D_1 ... vzdálenost nová [m]

D_2 ... referenční (počáteční) vzdálenost [m]

Akustický tlak

Lze vyjádřit, pokud je známa hladina akustického tlaku L_p . Jako referenční akustický tlak je použit $p_0 = 20 \mu\text{Pa} = 2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$ (spodní hranice slyšitelnosti).

$$p = p_0 \cdot 10^{\frac{L_p}{20}} \quad (1.2)$$

Hladina akustického tlaku

Jedná se o poměrovou veličinu, která se vztahuje k referenčnímu tlaku $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$. Používá jednotku dB SPL (sound pressure level) a nejčastěji se lze setkat s hodnotou 94 dB SPL používanou jako referenční hladina akustického tlaku pro různá elektroakustická měření. Hodnota 94 dB SPL odpovídá tlaku 1 Pa.

Vztah mezi napětím a dB

Jeden z hlavních parametrů elektroakustiky popisující signál je hladina elektrického napětí L_u v poměrové jednotce dB. V profesionální studiové praxi se nejčastěji používá poměrová veličina dBu, která je vztažena k referenčnímu napětí o efektivní hodnotě napětí 0,775 V. Dle rovnice (1.3) je možné převádět napětíovou úroveň ve voltech na hladinu elektrického napětí v decibelech a opačně.

$$L_u = 20 \cdot \log\left(\frac{U}{U_0}\right) \quad (1.3)$$

Ze vzorce lze vyjádřit hodnotu samotného napětí v případě, že je známa hladina elektrického napětí, viz rovnice (1.4).

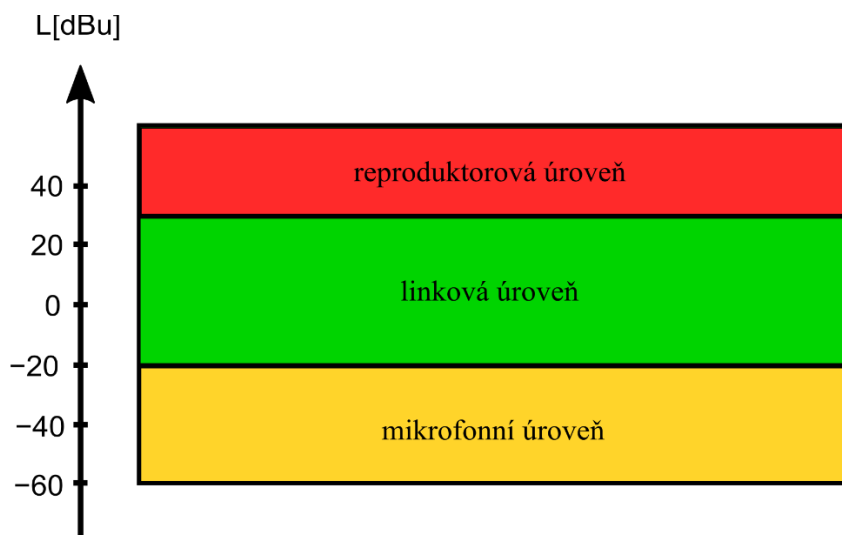
$$U = U_0 \cdot 10^{\frac{L_{dB}}{20}} \quad (1.4)$$

Profesionální zvuková technika používá jako nominální úroveň hodnotu +4 dBu, což odpovídá efektivní hodnotě napětí 1,23 V. To platí pro jakýkoli signál. V případě sinusového signálu odpovídá maximální, tedy špičkové napětí hodnotě 1,736 V. Úrovně udávané v dBu se používají v profesionální studiové praxi, je to úroveň měřená bez zatěžovací impedance (u – angl. unloaded) na rozdíl od dBm, kde je použita referenční zatěžovací impedance 600 Ω , pro profesionální studiovou techniku měření v těchto jednotkách ztratilo význam, jelikož většina studiového vybavení má vstupní impedanci mnohonásobně vyšší. Pro spotřební elektroniku je referenční úroveň –10 dBV, což odpovídá efektivní hodnotě napětí 0,316 V.

Signály se dělí podle napěťových úrovní na reproduktorovou, linkovou a mikrofonní. Přesnější hodnoty ukazuje Obr. 1-1. Mikrofonní úroveň odpovídá hlavně mikrofonom a jiným elektroakustickým měničům. Jejich výstupní napěťová úroveň L_u se pohybuje v rozmezí –60 dBu až –20 dBu, nejčastěji se však uvádí v intervalu 5–50 mV (–43 dBu až –23 dBu). V technických specifikacích mikrofونů lze najít data o maximální výstupní úrovni napětí, která dosahuje až +26 dBu, což odpovídá napětí přibližně 15,5 V. V tomto případě se jedná o hodnotu, kterou je mikrofون schopen na svém výstupu vygenerovat bez zkreslení (udává se většinou pro THD maximálně dosahující 1 %). Jde o špičkovou hodnotu, která v praxi většinou nenastane.

Další kategorií je linková úroveň, která se pohybuje od –20 dBu do +30 dBu. V praxi se jedná o úrovně na výstupech mikrofonních předzesilovačů a vstupech i výstupech navazující techniky, jako jsou ekvalizéry kompresory dynamiky apod.

Reproduktorová úroveň se pohybuje nad +30 dBu a jedná se o úroveň na výstupu výkonových zesilovačů určených k buzení reproduktorů.



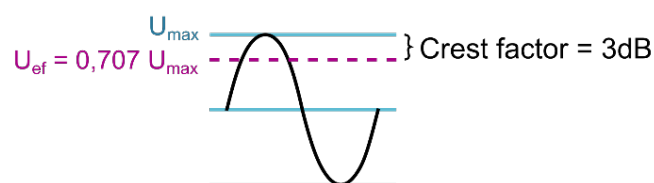
Obr. 1-1 Rozsahy napěťových úrovní zdrojů zvukových signálů [1]

Crest factor

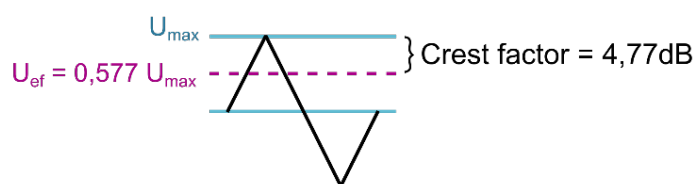
Parametr crest factor je poměr mezi špičkovou a efektivní hodnotou signálu. Popisuje krátkodobou dynamiku signálu. Pro sinusový signál platí, že hodnota crest faktor 3 dB, odpovídá jeho efektivní hodnotě napětí vynásobené 1,41. U signálu hudebního

charakteru bude crest faktor vycházet zcela odlišně. Pokud by se jednalo o hudební signál s převážně silně transientním obsahem, bude dosahovat crest factor hodnoty až 20 dB. Běžná hodnota crest faktoru u hudebního signálu se pohybuje v rozmezí 12–20 dB. Nejmenší hodnotu crest faktor bude mít už z principu obdélníkový signál, protože jeho efektivní hodnota je stejná jako špičková. S tím souvisí problematika VU metrů, které zobrazují střední nebo efektivní hodnotu podle zapojení usměrňovače, a je tedy jasné, že signálové špičky hudebního signálu mohou být až o 20 dB výše, než je zobrazovaná úroveň na ručkovém VU metru. Crest factor pro různé průběhy zobrazuje následující Obr. 1-2. [2]

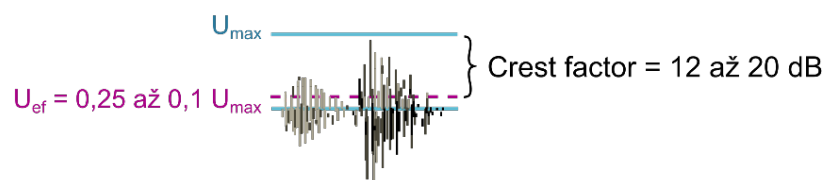
Sinus



Trojúhelník



Audio



Obr. 1-2 Crest Factor pro různé typy průběhů [2]

Vyjádření úrovně v digitální doméně dBFS

Jednotka používaná v digitální doméně je dBFS (decibel full scale), kde 0 dBFS je maximální hodnota signálu, která může být zpracována bez clippingu. Překročení této hodnoty znamená ořezání části křivky signálu a v digitální doméně se tento ořez nazývá clipping. V praxi se projevuje nepříjemným zkresleným zvukem. Převod mezi dBu a dBFS nelze uvažovat, jelikož maximální napětí, které je schopen každý převodník zpracovat, je jiné. Rámcově se u převodníků maximální hodnota (0 dBFS) pohybuje kolem 20 dBu. Například převodník Orion 32 firmy Antelope udává maximální vstupní úroveň linkových vstupů 20 dBu, což v praxi znamená, že je možné na vstup přivést maximálně 7,74 V, aby byl signál zpracován bez clippingu [19]. Pro zmíněný převodník platí následující převodní tabulka jednotek dBu na dBFS viz Obr. 1-3.

	dBu		dBFS
	+20	→	0
	+18	→	-2
	+16	→	-4
	+14	→	-6
	+12	→	-8
	+10	→	-10
	+8	→	-12
	+6	→	-14
→	+4	→	-16
0VU	+2	→	-18
	0	→	-20
	-2	→	-22
	-4	→	-24
	-6	→	-26
	-8	→	-28
	-10	→	-30

Obr. 1-3 Porovnání úrovně v jednotkách dBu a dBFS

Zobrazování úrovně signálu

Pro zobrazení úrovně signálu, ať už na vstupu nebo na výstupu zařízení, se používají indikátory vybuzení. Tři nejpoužívanější typy ve studiové technice jsou následující:

VU metr

Většinou ve studiové technice využívá stále ručkového měřidla, jedná se o nejstarší model zobrazování úrovně, avšak stále je hojně používán. Je to z důvodu že při delším sledování ručkového měřidla nedochází k celkové unavě pozorovatele tak jako u LED indikátoru. U starších ručkových typů VU metru byl měřený signál pouze usměrněn dvoucestným usměrňovačem, ale později byly přidávány další pomocné obvody. VU metry jsou většinou kalibrovány, tak aby 0 dB na stupnici odpovídalo úrovni +4 dBu, což odpovídá efektivní hodnotě napětí 1,23 V. Mají předepsanou časovou konstantu 300 ms, což je rychlost náběhu od začátku buzení signálem nominální úrovně a je to také rychlost návratu ukazatele zpět do klidové polohy od ukončení buzení indikátoru. VU metr by měl představovat impedanci 7,5 kΩ, při buzení signálem o úrovni 0 dBu.

PPM (Peak program meter)

Jedná se o indikátor, který zobrazuje na rozdíl od VU metru špičkovou hodnotu signálů. Musí tedy mít mnohem rychlejší reakční časy, aby signálové špičky signálu zaznamenal. Používají se zejména v zařízeních, kde dochází k převodu do digitální domény a kde nesmí signál překročit 0 dBFS, tedy před převodníkem.

Digitální zobrazovače úrovně

Jsou řešeny kompletně digitálně. Mají reakční časy pod 1 ms a nejčastěji zobrazují špičkové hodnoty. [10]

2. PŘÍZPŮSOBNÍ V SIGNÁLOVÉM ŘETĚZCI

Kapitola se zabývá technickými parametry zvukové techniky a jejich ovlivňováním při vzájemném zapojování. Problematika je vysvětlena na zapojení mikrofону s mikrofonním předzesilovačem.

2.1 Impedanční přizpůsobení

V současnosti se vstupní impedance mikrofonních předzesilovačů pohybují kolem hodnoty 2 k Ω a více. Pro nejlepší přenos mezi mikrofonom a předzesilovačem se doporučuje vstupní impedance předzesilovače 10krát větší než výstupní impedance mikrofону. V profesionální studiové technice je obecně přípustný pokles napěťové úrovně o 1 dB při spojování dvou systémů. Při dodržení podmínky 10krát větší impedance dojde k poklesu napěťové úrovně vlivem zatížení mikrofону předzesilovačem o 0,83 dB.

2.2 Dynamický rozsah přenosového systému

Pro věrný přenos zvuku musí být dynamický rozsah nahrávacího zařízení minimálně stejně velký, jako je dynamický rozsah zvuku, který má být nahrán. Dynamický rozsah je rozdíl mezi horní hranicí, kde zesilovač dosáhne zkreslení THD 1 %, a spodní hranicí, kterou představuje maximální úroveň vlastního šumu.

Vhodné nastavení zisku jednotlivých prvků v přenosovém řetězci má dva hlavní cíle. První je zajištění co nejnižší úrovně šumu na výstupu záznamového řetězce. Druhým cílem je zajištění dostatečné dynamické rezervy (angl. headroom) pro případné signálové špičky.

Pokud bude signál příliš slabý, bude v užitečném signálu větší podíl šumu. Pokud bude vybuzení příliš silné, hrozí naopak zkreslení a clipping.

Pokud bude mít mikrofon citlivost 20 mV/Pa, tak při zvuku o akustické hladině zvuku 94 dB SPL bude na jeho výstupu napětí 20 mV. Pro srovnání například bicí nástroje vyprodukují hladinu akustického tlaku přibližně v rozmezí 110–130 dB SPL v místě bubeníka, zpěv se pohybuje rámcově kolem 85 dB SPL. Dalším důležitým parametrem je hladina maximálního akustického tlaku, kterou je mikrofon schopen zaznamenat bez přesahu jmenovitého zkreslení, označuje se jako max SPL. Pro stanovení maximálního možného napětí na výstupu mikrofónu je třeba hodnotu max SPL, například 130 dB, odečíst od hodnoty 94 dB SPL, která odpovídá výstupnímu napětí 20 mV. Nárůst v dB SPL tedy bude $130 - 94 = 36$ dB SPL. Dle

rovnice (2.1) a (2.2) lze vypočítat maximální výstupní napětí mikrofonu, které nepřesáhne jmenovité zkreslení. Maximální napětí při citlivosti $U_0 = 20\text{mV}$ bude následující.

$$U = U_0 \cdot 10^{\frac{36}{20}} = 0,02 \cdot 10^{\frac{36}{20}} = 1,261\text{ V} \quad (2.1)$$

Napětíovou hladinu lze vyjádřit podle rovnice (2.2).

$$L_U = 20 \cdot \log\left(\frac{1,261}{0,775}\right) = 4\text{ dBu} \quad (2.2)$$

Pro převod veličin souvisejících s citlivostí mikrofonu lze použít i tabulku Tab. 2-1. Jako příklad bude použit mikrofonní předzesilovač, který má udanou hodnotu maximálního vstupního signálu +10 dBu při nastavení minimálního zisku. Červená zvýrazněná oblast představuje parametry mikrofonů, které nelze použít v kombinaci s daným předzesilovačem, jelikož by byla omezena dynamika přenosu. Mikrofony, které nepřekračují +10 dBu vycházejí v různých kombinacích citlivosti a maximální hodnoty SPL. Hodnoty, které nepřekračují +10 dBu lze považovat za vhodné k použití v kombinaci se zmíněným předzesilovačem. Pokud by byl použit zesilovač s nižší maximální vstupní úrovní, nebylo by možné využít plný dynamický rozsah mikrofonu. V praxi je možné toto zapojení použít bez znehodnocení signálu pro snímání méně hlasitých zvuků. Jde však již o kompromis, který omezuje maximální efektivitu zapojení. [4]

Tab. 2-1 Maximální výstupní napětí mikrofonu v dBu [4]

Citlivost		Maximální úroveň akustického tlaku (Max SPL) při 1 kHz															
mV/PA	dBu	120	122	124	126	128	130	132	134	136	138	140	142	144	146	148	150
2	-52	-26	-24	-22	-20	-18	-16	-14	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4
4	-46	-20	-18	-16	-14	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10
6	-42	-16	-14	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14
8	-40	-14	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16
10	-38	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18
12	-36	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
14	-35	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
16	-34	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
18	-33	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
20	-32	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
22	-31	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
24	-30	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26
26	-29	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27
28	-29	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27
30	-28	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
32	-28	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
34	-27	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29
36	-27	-1	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29
38	-26	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
40	-26	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
42	-25	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
44	-25	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
46	-25	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
48	-24	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
50	-24	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32

2.3 Šumové vlastnosti mikrofону

Mikrofon i předzesilovač mají určitou úroveň vlastního šumu, která může být degradována vždy horším systémem v řetězci. Proto je vhodné vybírat kombinaci, která výrazně nedegraduje celkové šumové vlastnosti. Šumové vlastnosti mikrofону popisuje nejčastěji parametr ekvivalentní vlastní šum (angl. equivalent self noise / ESN) dále také popisovaný jako ESN nebo pouze vlastní šum, je udáván v jednotce hladiny akustického tlaku dB SPL. Úroveň šumového napětí odpovídá hodnotě napětí, kterou by na daném mikrofonu vyvolala zmíněná hladina akustického tlaku. Jelikož se většinou udává dB SPL váhované filtrem A, je na první pohled problém ho porovnávat s udávanou hodnotou šumu u mikrofonních předzesilovačů, která je v jednotkách dBu. Výsledná hodnota vlastního šumu se vztahuje k referenční hodnotě akustického tlaku $2,10^{-5}$ Pa, která odpovídá prahu slyšení lidského ucha a hladině akustického tlaku 0 dB SPL. Vlastní šum mikrofону udaný ve specifikacích jako 14 dB-A bude tedy 14 dB nad prahem slyšitelnosti. Pro přepočítání vlastního šumu v jednotce dB-A na napěťovou úroveň lze použít vzorec (1.4).

Pro mikrofon s citlivostí 20 mV/Pa a vlastním šumem 14 dB-A platí, že hladina akustického tlaku 94 dB SPL vyvolá na výstupu mikrofonu napětí 20 mV a toto napětí je použito jako referenční napětí U_0 . Hodnota 14 dB-A SPL je hladina, pro kterou je třeba určit výstupní napětí. Do výpočtu je tedy nutné použít rozdíl $94 - 14$ s tím, že výsledná úroveň bude mít opačné znaménko tedy -80 dB, jelikož se jedná o hladinu, která je nižší, než je referenční hladina (94 dB SPL). Výsledné šumové napětí se vypočte dle následujícího vzorce:

$$U_{ESN} = U_0 \cdot 10^{\left(\frac{94-14}{20}\right)} = 0,02 \cdot 10^{\left(\frac{94-14}{20}\right)} = 2 \mu V \quad (2.3)$$

Dosažením do známého vzorce (1.3) lze převést napětí $2 \mu V$ na hladinu napětí hodnotu $L_u = -112$ dBu.

Jelikož dynamické mikrofony nemají žádnou aktivní elektroniku, neprodukují prakticky žádný šum. Množství šumu, které generují, je závislé na jejich výstupní impedanci. Čím nižší je výstupní impedance mikrofonu, tím nižší hladinu šumu generuje. Uvedené hodnoty odpovídají hodnotě naměřené při teplotě 20 °C v pásmu 20 Hz až 20 kHz. Se zvyšující teplotou šumové napětí roste a jeho spektrum se blíží bílému šumu (šum s rovnoměrnou výkonovou spektrální hustotou) a je generován odporem cívky akustického snímače. Hodnoty šumových úrovní při dané impedanci jsou uvedeny v Tab. 2-2. Hodnoty jsou váhované A-filtrem, neváhované hodnoty vychází běžně přibližně o 5 dB vyšší. Rozdíl 5 dB je následek korekce váhovacím filtrem. U dynamických mikrofónů se hodnota vlastního šumu neuvádí, protože závisí pouze na jeho vnitřní impedanci. Dynamické mikrofony v zapojení se špičkovým nízkošumovým předzesilovačem dosahují celkového šumu kolem 18 dB-A.

Kondenzátorové (elektrostatické) mikrofony obsahují aktivní elektroniku, generují tedy vyšší úroveň šumu než dynamické mikrofony, ale mají zároveň taky vyšší úroveň

výstupního signálu. Ve výsledku budou mít tedy vyšší odstup signálu od šumu kondenzátorové mikrofony. Je třeba počítat s tím, že při každé směrové charakteristice je vlastní šum mikrofону o malou hodnotu jiný.

Tab. 2-2 Úroveň vlastního šumu dynamického mikrofону [4]

Impedance [Ω]	Šum [dB-A]
50	-141
100	-138
150	-136
200	-135
250	-134
300	-133
350	-132
400	-132
450	-131
500	-131
550	-130
600	-130

2.4 Šumové vlastnosti mikrofonního předzesilovače

Šumové vlastnosti předzesilovače se často popisují parametrem ekvivalentní vstupní šum (angl. equivalent input noise / EIN) v jednotce dBu. Je to hodnota naměřená většinou při nastavení maximálního zisku a u profesionální studiové techniky se hodnota EIN pohybuje kolem -125 dBu. Hodnota nastaveného zisku během měření šumu by měla být vždy uvedena, jinak je údaj zavádějící. Často výrobci uvádějí hodnotu EIN pro 0 dB zisk zesilovače. Neznamená to, že při daném zisku byl šum měřen, ale že byl údaj pouze dopočítán odečtením hodnoty zisku v dB od naměřené hodnoty šumu dBu. Běžný postup měření komerční techniky je následující [4]. Předzesilovač s maximálním ziskem 65 dB a udanou hodnotou $\text{EIN} = -125$ dBu byl změřen následujícím způsobem. Byl nastaven na maximální zisk, přičemž naměřená úroveň šumu byla -60 dBu. Výsledný šum je poté naměřená hodnota odečtená od hodnoty nastaveného zisku, tedy $-60 \text{ dBu} + -65 \text{ dB} = -125 \text{ dBu}$. Výrobci uvádějí hodnotu šumu při maximálním zisku, protože poměrově vychází nejlépe. Ekvivalentní vstupní šum by se tedy měl skládat ze dvou složek šumu. První šumová složka vzniká vlivem zapojení impedance na vstupní svorky předzesilovače. V

Evropě se pro měření EIN používá podle IEC 60268-3 impedance 200 Ω a v USA je to 150 Ω , což je také hodnota, která by měla být uvedena u příslušného měření [20]. Velikost impedance připojené na vstup ovlivňuje naměřený výsledek. Nižší impedance způsobuje nižší hladinu šumu. Mezi impedancemi 200 Ω a 150 Ω bude rozdíl hladiny šumového napětí o 1,4 dB. Šumové napětí vychází z tepelného (Johnsonova) šumu rezistoru a lze jej spočítat podle rovnice (2.7):

$$u_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (2.4)$$

kde k je Boltzmanova konstanta $1,3806504 \cdot 10^{-23}$ J/K, T je absolutní teplota v Kelvinech $T = 273,15 + \text{teplota } [^{\circ}\text{C}]$, R je ohmický odpor rezistoru, f je kmitočtové rozmezí, ve kterém je šumové napětí počítáno. Pro tento případ 20 Hz až 20 kHz tedy $\Delta f = f_H - f_D = 20\,000 - 20 = 19\,880$ Hz, pro odpor 200 Ω , při teplotě 20 $^{\circ}\text{C}$ vychází šumové napětí následovně.

$$\begin{aligned} u_n &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} = \sqrt{4 \cdot k \cdot 293,15 \cdot 200 \cdot 19\,880} \\ &= 0,254 \mu\text{V} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Napětí 0,254 μV odpovídá úrovni $-129,67$ dBu. To znamená, že pokud je na vstupu předzesilovače zapojena vstupní impedance 200 Ω , musí být výsledný EIN větší než $-129,67$ dBu. Uvedené parametry platí při teplotě 20 $^{\circ}\text{C}$. Při poklesu teploty se vlastní šum rezistoru zmenšuje a při vzrůstající teplotě dochází k nárůstu vlastního šumu. Šum způsobený impedancí na vstupu předzesilovače roste lineárně s jeho ziskem. Další šumový příspěvek vzniká v samotném obvodu předzesilovače, a jelikož zdrojů šumu může být velké množství v různých pozicích obvodu, výsledný šum nebude růst se ziskem lineárně.

Pro ideální kombinaci mikrofону a předzesilovače lze mimo výše uvedený výpočet využít i tabulku Tab. 2-3. Pokud by měl mikrofon úroveň vlastního šumu -112 dBu a šum mikrofónního předzesilovače by byl o 10dB nižší, tedy $\text{EIN} = -122$ dBu, tak po součtu šumu mikrofónu a předzesilovače bude celková úroveň šumu $-122,4$ dBu. Na výstupu pak bude celkový nárůst šumu o $+0,4$ dB.

Tab. 2-3 Vlastní šum v závislosti na citlivosti [4]

Citlivost		Vlastní šum (Ekvivalentní hladina akustického tlaku, db-SPL, A-vážený)													
mV/Pa	dBu	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	
2	-52	-140	-138	-136	-134	-132	-130	-128	-126	-124	-122	-120	-118	-116	
4	-46	-134	-132	-130	-128	-126	-124	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	
6	-42	-130	-128	-126	-124	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	
8	-40	-128	-126	-124	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	
10	-38	-126	-124	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	
12	-36	-124	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	
14	-35	-123	-121	-119	-117	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	
16	-34	-122	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	
18	-33	-121	-119	-117	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	
20	-32	-120	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	
22	-31	-119	-117	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	
24	-30	-118	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	
26	-29	-117	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	
28	-29	-117	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	
30	-28	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	
32	-28	-116	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	
34	-27	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	-91	
36	-27	-115	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	-91	
38	-26	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	-90	
40	-26	-114	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	-90	
42	-25	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-97	-93	-91	-89	
44	-25	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	-91	-89	
46	-25	-113	-111	-109	-107	-105	-103	-101	-99	-97	-95	-93	-91	-89	
48	-24	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	-90	-88	
50	-24	-112	-110	-108	-106	-104	-102	-100	-98	-97	-94	-92	-90	-88	

Pokud by byl do příkladu zahrnut předzesilovač, kde je třeba brát v úvahu nastavený zisk, který není 0 dB, bude situace pro výpočet celkového šumového napětí na výstupu systému následující: mikrofon s vlastním šumem ESN = -120 dBu a úroveň signálu -30 dBu je zapojen do mikrofonního předzesilovače s EIN = -125 dBu, jehož zisk je nastaven na +34 dB. Na výstupu předzesilovače je tedy užitečný signál o úrovni +4 dBu. Mikrofon i předzesilovač jsou ideálně impedančně přizpůsobeni a nebere se v potaz pokles vlastního šumu poměrově k zisku předzesilovače. Velikost šumového napětí na výstupu předzesilovače bude dána logaritmickým součtem hodnot vlastního šumu mikrofonu -120 dBu + EIN předzesilovače (-125 dBu), což vychází -118,8 dBu. K výsledku bude připočten nastavený zisk -118,8 dBu +34 dB = -84,8 dBu.

Ke stejnému výsledku lze dojít výpočtem pro efektivní hodnotu napětí dvou časově nekorelovaných signálů viz rovnice (2.10).

$$U_{SUM} = \sqrt{U_{ef1}^2 + U_{ef2}^2} = \sqrt{(0,775 \mu V)^2 + (0,436 \mu V)^2} = 0,889 \mu V \quad (2.6)$$

$$U_{g=34} = 0,889 \mu V \cdot 10^{\frac{34}{20}} = 44,56 \mu V \quad (2.7)$$

3. ELEKTRONKY

3.1 Úvod do problematiky elektronek

Elektronky jsou vakuové součástky, které jsou považovány za předchůdce tranzistoru. Obsahují minimálně dvě elektrody anodu a katodu (dioda) případně ještě mřížku – potom už se jedná o triodu. Princip jejich činnosti je založen na přenosu elektronů mezi anodou a katodou. Pokud bude napětí na anodě dostatečné, elektrony se rozpo pohybují od katody k anodě a vznikne tzv. anodový proud. Aby došlo k opuštění elektronů z katody je třeba ji zahřát, tento jev se nazývá termoemise. Anodový proud lze tedy regulovat i mírou zahřátí katody. Elektronky mohou mít katodu přímo nebo nepřímo žhavenou s tím, že elektronce s nepřímo žhavenou katodou bude trvat déle (10 až 20 s) než se dostane do pracovního režimu. U přímo žhavených je to pouze cca 3 sekundy.

Aby bylo možné regulovat tok elektronů v závislosti na velikosti vstupního signálu, je třeba mezi katodu a anodu vložit mřížku, která bude regulovat množství elektronů procházejících mezi elektrodami, tedy regulovat anodový proud. Pokud je možné v rytmu vstupního signálu regulovat anodový proud, lze elektronku využít jako zesilovač. Elektronka se chová jako generátor o vnitřním odporu R_i . Pokud na mřížku působí střídavé napětí, na anodě se objeví stejný průběh, avšak zesílený o zesilovací činitel elektronky. Elektronka je považována za zdroj proudu řízený změnou napětí, respektive malou změnou napětí vzniká velká změna proudu, což zpětně odpovídá zesilovacímu činiteli. Tohoto jevu lze využít, protože mřížka je katodě mnohem blíže než anoda, mnohem výrazněji tedy ovlivňuje anodový proud. Pro elektronku se zesilovacím činitelem $\mu = 50$ platí, že při změně úrovně vstupního signálu o 1 V dojde ke změně anodového napětí o 50 V [6].

3.2 Dělení elektronek

3.2.1 Trioda

Elektronky obsahující jednu mřížku se nazývají triody. Bude jím věnováno více pozornosti, protože mají v nízkofrekvenční technice největší využití.

Mřížka je v běžném zapojení zapojena na zapornější napětí než katoda. V případě, že má mřížka oproti katodě kladné napětí, funguje mřížka jako urychlovač elektronů a zvětšuje anodový proud. Současně přitahuje část elektronů z katody a vzniká mřížkový proud I_g mezi mřížkou a katodou. V praxi se však tato elektronka za těchto podmínek zapojení nepoužívá.

Pro běžnou zesilovací funkci elektronky musí být napětí na mřížce oproti katodě záporné. To znamená, že mřížka brzdí proudící elektrony, tedy zmenšuje anodový proud v rytmu vstupního signálu. Mřížka neboli řídicí mřížka má proti katodě záporné

napětí několik jednotek až desítek voltů, proud protékající mřížkou je tedy zanedbatelný. Nevýhodou triody je nižší maximální proud, který je omezen maximální kinetickou energií elektronů.

Trioda je soustava tří elektrod, mezi nimiž je rozdíl napětí a zároveň mezi nimi vznikají následující vzájemné capacity:

C_{gk} = kapacita mezi mřížkou a katodou (vstupní kapacita),

C_{ak} = kapacita mezi katodou a anodou (výstupní kapacita),

C_{ga} = kapacita mezi mřížkou a anodou.

Kapacity se pohybují většinou v řádu jednotek pF. Na vstupní impedanci má rozhodující vliv kapacita C_{gk} a vstupní mřížkový odpor R_g (odpor který připojuje mřížku na zemnicí potenciál). Výstupní impedanci pak určuje kapacita C_{ak} a vnitřní odpor elektronky R_i . Kapacita C_{ga} váže vstupní a výstupní obvod, takže způsobuje zpětné působení anodového obvodu na mřížkový. Jednou z výhod triod je, že mají nižší šum než tetrody nebo pentody, a proto se hodí pro zesilování velmi nízkých signálových úrovní. Další výhodou je pak jejich velmi nízké zkreslení, jelikož zde nedochází k sekundární emisi elektronů.

Mezi hlavní nevýhody triod pak patří existence nízkého zesilovacího činitele, což způsobuje, že má anodové napětí značný vliv na anodový proud. Další nevýhodou je kapacitní vazba mezi vstupním a výstupním obvodem C_{ga} [21].

3.2.2 Tetroda

Obsahuje dvě mřížky g_1 (řídící mřížku) a g_2 (stínící mřížku). Tetroda spolu s pentodou řeší nedostatek triody, kterým je kapacitní vazba mezi vstupem a výstupem, respektive kapacita mezi mřížkou a anodou C_{ga} .

U tetrody se kapacita C_{ga} potlačuje stínící mřížkou g_2 , která je vložena mezi řídící mřížku g_1 a anodu. Elektrostatické pole stínící mřížky odstiňuje anodu od g_1 natolik, že velikost napětí U_a přeneseného do oblasti řídící mřížky (g_1) je zanedbatelně malé. Tetrody tedy mají větší zesilovací činitel než triody. U_{g2} musí částečně nahrazovat anodu, aby neklesal anodový proud. Proto je na mřížku g_2 připojeno kladné napětí $+U_{g2}$, které je pouze o něco málo menší než U_a . Aby nevznikalo střídavé napětí na stínící mřížce g_2 , je třeba zapojit kondenzátor oproti zemi, který filtruje střídavý signál.

V charakteristice tetrody je při malých anodových napětích typické sedlo (dynatronový jev) – tvořeno sekundárními elektrony anody, které jsou po výstupu z anody přitahovány kladnou stínící mřížkou a zvětšují mřížkový proud I_{g2} .

3.2.3 Pentoda

Měla odstranit nevýhodu tetrody – sekundární emisi. Tento jev byl způsoben přílišným urychlením elektronů stínicí mřížkou g₂, čímž elektrony z katody při dopadu na anodu vyvolaly emisi několika dalších částic. U pentody je proto přidána ještě g₃ (brzdící/ hradící mřížka), která zabraňuje sekundární emisi.

Samotná g₃ – brzdící mřížka – neovlivňuje anodový proud, protože má řídkou strukturu a nachází se v místě, kde se elektrony pohybují již značnou rychlostí.

3.3 Dynamické vlastnosti elektronek

Barkhausenova rovnice (3.1) je vnitřní rovnicí triody popisující vztah mezi hlavními elektrickými vlastnostmi elektronky, tedy mezi strmostí S, vnitřním odporem R_i, a průnikem D v daném pracovním bodě.

$$S \cdot R_i \cdot D = 1 \quad (3.1)$$

$$S \cdot R_i = \mu \quad (3.2)$$

$$R_i S D = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \cdot \frac{\Delta I_a}{\Delta U_m} \cdot \frac{\Delta U_m}{\Delta I_a} = 1 \quad (3.3)$$

Strmost S udává poměr změny anodového proudu ΔI_a ke změně mřížkového napětí ΔU_g při konstantním anodovém napětí U_a . Velká strmost znamená, že relativně malé mřížkové napětí U_g vyvolá relativně velkou změnu anodového proudu I_a . Sklon přímky v převodní charakteristice určuje samotnou strmost.

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} \left[\frac{mA}{V} \right] \quad (3.4)$$

Udává se v jednotkách mA/V, proto strmost 4 mA/V znamená změnu mřížkového napětí U_g o 1 V, která se projeví změnou anodového proudu I_a o 4 mA. Strmost odpovídá sklonu přímky převodní charakteristiky – čím vertikálněji, tím větší strmost (malá změna U_g způsobí velkou změnu I_a). Strmost elektronky ovlivňuje zejména fyzická vzdálenost mřížky od katody. Čím blíže bude, tím větší strmost bude elektronka mít.

Vnitřní odpor R_i neboli r_a (angl. anode resistance) je poměr změny anodového napětí ΔU_a ke změně anodového proudu ΔI_a při konstantním U_g . Vnitřní odpor elektronky je odpor, který elektronka představuje pro střídavou složku anodového proudu. Vnitřní odpor není konstantní, mění se podle nastavení pracovního bodu.

$$R_i = \frac{U_A}{I_A} [\Omega] \quad (3.5)$$

Zesilovací činitel μ je poměr změny anodového napětí ΔU_a ku změně mřížkového napětí ΔU_g při konstantním anodovém proudu I_a . Viz rovnice (3.6), přičemž platí, že I_a je konstantní.

$$\mu = \frac{U_A}{U_g} [\Omega] \quad (3.6)$$

Průnik D . Jedná se o převrácenou hodnotu zesilovacího činitele. Vyjadřuje, jak velkou část musí tvořit změna anodového napětí vůči změně mřížkového napětí, aby vyvolaly shodnou změnu anodového proudu. Viz rovnice (3.7), přičemž platí, že I_a je konstantní [6].

$$D = \frac{1}{\mu} \quad (3.7)$$

3.4 Princip činnosti elektronkového zesilovače

Mřížkové předpětí (angl. bias) respektive napětí na mřížce, nastavuje vhodný klidový pracovní bod elektronky. Předpětí je možné získat automatické (angl. self bias) nebo pevné (angl. fixed bias).

Pevné předpětí může být získáno z pevně nastaveného zdroje napětí (baterie apod.), v tomto případě jde však o méně používaný způsob.

Automatické předpětí je nejpoužívanějším způsobem získání předpětí, a to díky jeho jednoduchosti. Největší využití má u zesilovačů a předzesilovačů ve třídě A, kde je katodový proud poměrně stálý. Samotné předpětí je tvořeno odporem v katodě, kde k němu musí být paralelně připojen kondenzátor, jinak by vznikla záporná proudová zpětná vazba, která by zvýšila vnitřní odpor stupně a snížila jeho zesílení. Odpor se volí podle toho, jaké je potřeba dostat předpětí na mřížce. Katoda pak bude vůči zemi vždy kladná, ale vůči mřížce záporná.

Jsou tři případy, které mohou z hlediska potenciálu napětí mezi mřížkou a katodou nastat:

- kladné napětí na mřížce = maximální anodový proud,
- záporné napětí na mřížce = minimální anodový proud,
- nulové napětí na mřížce = elektronka se chová jako dioda.

Nastavení pracovního bodu

Předpokladem je, že mřížkové předpětí musí zůstat záporné po celou část rozkmitu vstupního signálu, jinak dochází ke zkreslení. Čím více záporné napětí na mřížce elektronky, tím více se elektronka uzavírá neboli tím je menší anodový proud. Pokud dosáhne záporné napětí hodnoty limitní hodnoty závěrného napětí, anodový proud přestane téci úplně. Stejnoseměrné napětí musí být tak velké, aby celý rozkmit budícího signálu zůstal v záporné části charakteristiky. V praxi pokud z mikrofonu vychází sinusové napětí, jehož špičková hodnota dosahuje 0,3 V, musí být předpětí U_g zápornější než $-0,3$ V. Záporné předpětí mřížky se tedy volí podle rozkmitu budícího signálu a také podle toho, v jaké části převodní charakteristiky má zesilovač pracovat.

Pokud nebude předpětí vzhledem k budícímu signálu dostatečně záporné, dojde k maximálnímu anodovému proudu, průtoku mřížkového proudu, tepelnému zatížení mřížky, nebo zatížení zdroje budícího napětí.

Pro lineární funkci stupně se volí pracovní bod na charakteristice někde v přímkové oblasti předpětíové křivky $-U_g$, a to z důvodů umožnění co největšího rozkmitu vstupního signálu na mřížce elektronky.

3.5 Zkreslení elektronky

Při zkreslení elektronky vznikají převážně sudé harmonické složky. Nadměrné zkreslení může nastat například v následujících dvou případech:

předpětí elektronky U_g zasahuje do ohybu přenosové charakteristiky;
předpětí U_g má tak velkou hodnotu, že působením budícího signálu dosahuje U_g kladných hodnot, začne tedy téct mřížkový proud (angl. grid current limiting), který se může uzavírat například přes vstupní transformátor který má většinou relativně velký odpor vinutí, protože přenáší malý výkon. Toto zkreslení vzniká již na mřížce, před zesílením elektronkou. Obecně menší procento zkreslení THD dosahují elektronkové stupně s vyšším zatěžovacím odporem a vyšším anodovým napětím.

3.6 Základní zapojení elektronek

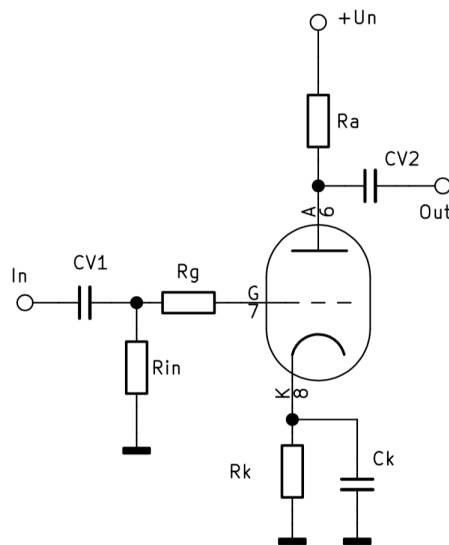
Existují dva základní druhy zapojení elektronek. Každé zapojení má své výhody a své uplatnění při jistých aplikacích. Liší se vlastnostmi, jako jsou vstupní nebo výstupní impedance, napětíové nebo proudové zesílení aj.

Zapojení se společnou katodou

Jedná se o nejpoužívanější typ zapojení v nízkofrekvenční technice. Používá se zejména u výkonových zesilovačů. Elektronka v tomto zapojení je na Obr. 3-1.

Signál je přiváděn na vstupní svorku IN, dále je filtrován kondenzátorem CV1, který funguje jako horní propust společně s rezistorem R_{in} , ten zároveň definuje vstupní impedanci zapojení. Jelikož vstupní impedance triody je o hodně větší, neuplatní se.

Zapojení obrací fázi, má relativně vysoký zisk a je schopno přenášet široké frekvenční pásmo. Horní mezní frekvence je dána velikostí výstupní impedance a kapacitě následujícího stupně. Dolní mezní frekvence je dána kapacitou vazebních kondenzátorů CV1 a CV2 a kapacitou katodového kondenzátoru Ck. Rezistor Rk určuje záporné předpětí mřížky a rezistor Ra určuje úbytek napětí na anodě. Jeho hodnota se stanoví podle požadovaného anodového proudu a napětí. CV2 funguje jako horní propust, kterou tvoří společně se vstupní impedancí následujícího stupně, funguje tedy jako stejnosměrné oddělení od následujícího stupně [21].



Obr. 3-1 Zapojení elektronky se společnou katodou

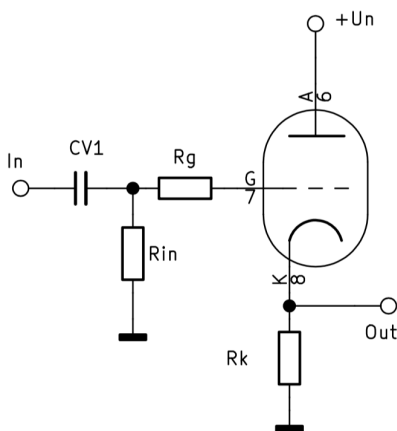
Napět'ový zisk stupně se společnou anodou lze spočítat podle:

$$A = \frac{\mu \cdot R_a}{R_a + r_a} \quad (3.8)$$

Zapojení se společnou anodou

Elektronka v tomto zapojení se jinak nazývá také katodový sledovač a napět'ový zisk tohoto stupně je blízký 1. Výstupní signál je oproti zapojení se společnou katodou odebrán z odporu Rk připojeného na katodě elektronky. V tomto zapojení se již nepoužívá paralelně zapojený katodový kondenzátor. Jedná se o zesilovač proudu s velkou vstupní a malou výstupní impedancí, který neobrací fázi signálu. Zvýšení velikosti napětí na mřížce má za následek zvýšení anodového proudu, respektive katodového proudu, to má za následek zvýšení úbytku na katodovém odporu Rk a tím

stoupne napětí na katodě. Napět'ové zesilení je ideálně $A_u = 1$, ale prakticky je o něco menší než 1 [21]. Katodový sledovač je na Obr 3-2.



Obr. 3-2 Zapojení elektronky se společnou anodou

Napět'ový zisk elektronky v zapojení se společnou je následující:

$$A = \frac{\mu \cdot R_k}{r_a + R_k(\mu + 1)} \quad (3.9)$$

Pro zisk μ mnohem větší než 1, což v praxi bude, lze vztah zjednodušit na:

$$A = \frac{\mu}{\mu + 1} \quad (3.10)$$

Ze vztahu (3.10) vyplývá, že zisk bude vždy menší než 1.

4. MIKROFON

Je zařízení sloužící k přeměně akustického signálu na elektrický. Někdy se nazývá též elektroakustický snímač či přijímač. V mikrofону samotném dochází nejdříve k přeměně akustické energie na mechanickou a následně na energii elektrickou. Toto vše probíhá na membráně mikrofону, jakožto prvním článku řetězce a nejdůležitějším prvku, který nejvíce ovlivňuje výsledný zvuk. Tato problematika zde bude rozebrána podrobněji stejně tak technické parametry mikrofónů, tedy hlavně kondenzátorových.

4.1 Parametry charakterizující provozní vlastnosti mikrofónů

Druh mikrofónu. Mikrofony se dělí podle toho, na kterou akustickou veličinu mikrofón reaguje. Tlakový mikrofón reaguje pouze na velikost tlaku působícího na membránu a není závislý na směru ani vzdálenosti zdroje. Akustický tlak působí pouze na jednu stranu membrány, směrová charakteristika je zde kulová. Gradientní

mikrofony pak snímají tlak z obou stran membrány, kde výsledná amplituda je rozdíl mezi tlakem před a za membránou. Čím větší je rozdíl, tím větší je výchylka membrány.

Výstupní impedance neboli vnitřní impedance se měří na výstupních svorkách mikrofону umístěného ve volném poli (bez odrazů). Její velikost odpovídá poměru napětí naprázdno a proudu nakrátko při daném vybuzení mikrofónu. Většinou se udává pro 1 kHz. Vstupní impedance mikrofonního předzesilovače by měla být 5 až 10krát vyšší než vnitřní impedance mikrofónu, jinak dojde k omezení přenášeného pásma.

Kmitočtová charakteristika je graf zobrazující průběh napětí na výstupu mikrofónu při konstantním akustickém tlaku v místě snímače, ale při různých frekvencích. Frekvence 1 kHz udává referenční hladinu 0 dB, přičemž všechny odchylky gainu se vztahují k této hodnotě. Často se udává ve formátu např. 20 Hz až 20 kHz $\pm 0,5$ dB, což znamená, že ve frekvenčním rozsahu 20 Hz až 20 KHz dojde k maximální odchylce 0,5 dB. Kmitočtová charakteristika se udává buď jako průběh výstupního napětí na prázdko, nebo při jmenovitém zatížení

Směrová charakteristika udává citlivost mikrofónu v závislosti na úhlu, který svírá rovinná akustická vlna s akustickou osou mikrofónu (osou největší citlivosti mikrofónu) na směru přicházejícího zvuku. Mezi základní směrové charakteristiky patří kulová, kardioidní a osmičková.

Citlivost vyjadřuje velikost efektnivní hodnoty napětí, která je na výstupu mikrofónu při působení akustického tlaku 1 Pa, neboli 94 dB SPL, v místě akustického vstupního bodu mikrofónu – mikrofonní kapsle (po odebrání mikrofónu) ve volném poli. Jako zdrojový signál se používá sinusový signál o frekvenci 1 kHz, při zatěžovací impedanci 1 k Ω . Při nezatíženém mikrofónu je hodnota o něco větší. Obvyklé hodnoty jsou např. 20 mV/Pa.

Měření je provedeno pomocí zvukoměru, generátoru zvukového signálu a voltmetru. Po odebrání zvukoměru se tedy do stejné pozice vkládá měřený mikrofón, který je vystaven jmenovité hladině akustického tlaku. Pro měření citlivosti se používají následující hladiny akustického tlaku:

94 dB SPL, 10 μ bar nebo 1 Pa,

74 dB SPL, 1 μ bar nebo 0,1 Pa,

0 dB SPL, 0,0002 Pa nebo 20 μ Pa (práh slyšení).

V některých případech se používá jako referenční hladina akustického tlaku hodnota 74 dB SPL nebo 0 dB SPL. Z hlediska většího odstupu od šumu je však měření doporučeno při 94 dB SPL. Jako zdroj zvukového signálu je použit generátor sinusového průběhu o frekvenci 1 kHz nebo generátor šumu v pásmu 250 Hz až 5

kHz. Výstupní úroveň generátoru se nastavuje tak, aby zvukoměr ukázal jmenovitou hladinu akustického tlaku v pozici měření mikrofonu. Výstupní hodnota napětí se měří při nezatíženém výstupu mikrofonu. Tato hodnota je užitečná, protože se z ní dá dopočítat úbytek při spojení s libovolnou impedancí.

Citlivost mikrofonu S_v lze vypočítat z rovnice (4.1) pokud je známá aktuální hladina akustického tlaku v místě akustického vstupu mikrofonu a naměřené výstupní napětí nezatíženého mikrofonu U_0 .

$$S_v = 20 \log U_0 - dB SPL + 94 \quad (4.1)$$

S_v ...citlivost mikrofonu [mV/Pa]

U_0 ...naměřené napětí na výstupu mikrofonu naprázdno [mV]

Pokud je známa citlivost S_v a aktuální hladina akustického tlaku dB SPL, lze výstupní napětí mikrofonu, spočítat podle

$$U_0 = 10 \cdot \left(\frac{S_v + dB SPL - 94}{20} \right) \quad (4.2)$$

Maximální výstup (maximum output). Jedná se o maximální napětí, které se může objevit na výstupu mikrofonu při jmenovitém nelineárním zkreslení $THD = 1\%$. Pro stejnou úroveň zkreslení se udává i hodnota max spl. Hodnota napětí přepočítaná ze specifikované hodnoty max spl by tedy měla odpovídat hodnotě udávané v technické dokumentaci jako maximální výstupní napětí. Ve specifikacích mikrofonu RODE NTK je maximální výstupní napětí +29 dBu což odpovídá napětí 21,84 V.[12] V praxi toto napětí na mikrofonu za reálných podmínek nebude, jeho maximální hodnoty se budou pohybovat v rozmezí 1–2 V, protože maximální akustický tlak nahrávaného zvuku se bude pohybovat kolem hodnoty 130 dB SPL.

Mezní akustický tlak (Max SPL) je maximální akustický tlak, který je mikrofon schopen zpracovat, aniž by zkreslení přerostlo jmenovitou hodnotu harmonického zkreslení, nebo došlo k jeho mechanickému poškození. Pohybuje se v rozmezí 0,5–1 % THD. Maximální hodnota mezního akustického tlaku odpovídá hodnotě napětí, kterou lze na výstupu mikrofonu teoreticky dostat a vyplývá z rovnic (4.3). Zde je vypočítána hodnota napětí na výstupu mikrofonu rode NTK, který má mezní akustický tlak 158 dB SPL.

$$158 - 94 = 64 \text{ dB}$$

$$U_0 = 0,025 \cdot 10^{\frac{64}{20}} = 39,6 \text{ V} \quad (4.3)$$

$$U_0 = 20 \log \left(\frac{2}{0,775} \right) = 34dBu$$

Výslednou maximální výstupní úroveň pro max SPL = 158 dB SPL, lze spočítat i převodem na akustický tlak pomocí rovnice (4.4).

$$p = p_0 \cdot 10^{\frac{Lp}{20}} = 2 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{\frac{158}{20}} = 1588,65 Pa \quad (4.4)$$

Odstup signál šum (S/N). Další šumové vlastnosti mikrofону lze vyjádřit pomocí parametru odstup signálu od šumu označovaného také jako S/N (angl. SNR). Vyjadřuje vztah mezi referenční hladinou akustického tlaku a hladinou vlastního ekvivalentního šumu váhovaného filtrem "A" viz rovnice (4.5). Referenční hladina akustického tlaku je 94 dB SPL sinusového signálu o frekvenci 1 kHz v blízkém poli mikrofónu, dle normy IEC651.

$$SNR (dB - A) = 94 dB - ESN (dB - A) \quad (4.5)$$

Aktuální poměr S/N samozřejmě závisí na momentální hladině akustického tlaku v blízkém poli mikrofónu.

Pokud je ESN = 12 dB-A, bude odstup S/N viz rovnice (4.6).

$$SNR = 94 - 12 = 82dB SPL (IEC951) \quad (4.6)$$

Stejného výsledku by mělo dosáhnout i měření napětí na výstupu mikrofónu, při referenční hladině akustického tlaku 94 dB SPL v jeho blízkém poli.

Velikost šumového napětí N vychází z hodnoty ekvivalentního vlastního šumu (tedy ESN = 12 dB-A) a vypočítá se následovně:

$$N = 0,025 \cdot 10^{\left(\frac{12-94}{20}\right)} = 1,99 \mu V \quad (4.7)$$

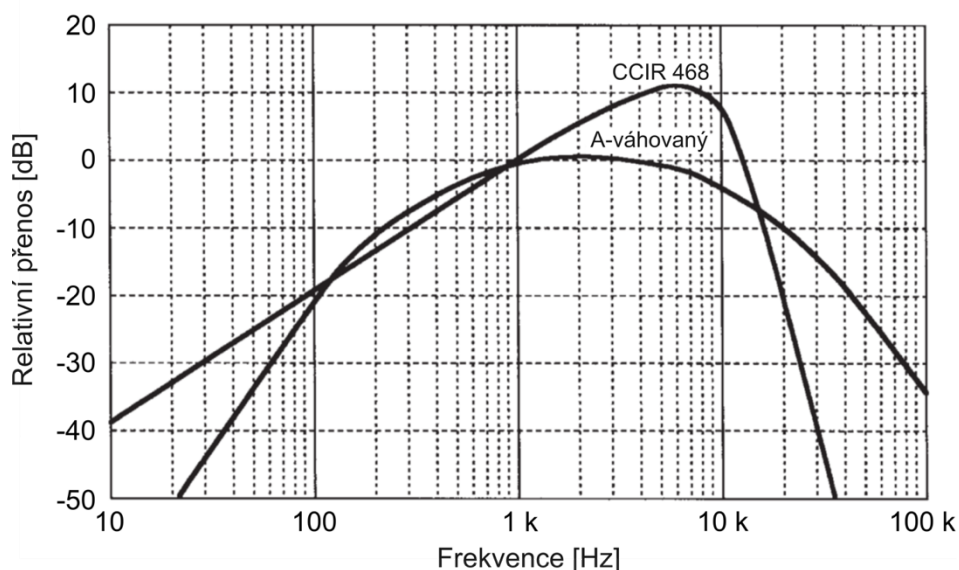
Hodnota napětí užitečného signálu S je dána citlivostí mikrofónu tedy S = 25 mV.

Přepočtem těchto hodnot je možné získat hodnotu S/N v decibelech jak ukazuje rovnice (4.8).

$$S/N = 20 \cdot \log \left(\frac{S}{N} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{25000}{1,99} \right) = 82dB \quad (4.8)$$

Ekvivalentní vlastní šum nazývaný taky jako vlastní šum, Equivalent self noise nebo ekvivalentní hladina rušivého akustického tlaku, dále označovaný jako ESN se udává v jednotce dB SPL, což odpovídá hladině akustického tlaku. Velikost napětí na výstupu odpovídá hodnotě, kterou by vyvolala právě zmíněná hladina akustického tlaku. Většinou se udává hodnota váhovaná různými filtry, nejčastěji se používá

váhování A-filtrem (dle normy IEC 61672-1) nebo váhování dle CCIR 468 (norma CCIR 468-3). Frekvenční průběh obou filtrů je zobrazen na Obr. 4-1.



Obr. 4-1 Váhovací křivky

Hodnota šumu váhovaná filtrem "A" bude zhruba o 3–6 dB nižší, většinou se počítá s rozdílem 5 dB.

Hodnota vlastního šumu vychází z hodnoty odstupe signálu od šumu, viz následující rovnice:

$$\text{ESN} = 94 - \text{SNR} = 94 - 82 = 12\text{dB} - A \quad (4.9)$$

Další možností je vyjádřit vlastní šum z rozdílu maximální hodnoty akustického tlaku a dynamického rozsahu.

$$\text{ESN} = \text{MAX SPL} - \text{dynamický rozsah}$$

$$\text{ESN} = 158 - 147 = 11 \text{ dB, což přibližně odpovídá změřené hodnotě ESN.}$$

Harmonické zkreslení neboli THD (total harmonic distortion) charakterizuje výskyt harmonických složek na výstupu mikrofonu vzniklých nelineární činností některé z části mikrofonu.

Dělení mikrofonů

Mikrofony se dělí na spoustu druhů, tento text se však věnuje zejména kondenzátorovým mikrofonům, jelikož se jedná o nejpoužívanější mikrofony pro studiové nahrávání.

Mikrofony kondenzátorové spadají do kategorie elektrostatických mikrofonů. V této kategorii jsou také elektretové mikrofony, jež se liší od kondenzátorových tím, že nepotřebují pro svoji funkci polarizační napětí. Fungují na bázi polarizace trvale nabitým materiálem (elektretem), který udržuje trvalé elektrostatické pole na

membráně mikrofonu. Další dělení mikrofonů je možné na základě principu funkce a uspořádání elektromechanického měniče (mikrofonní kapsle) a její schopnosti snímat zvuk v závislosti na směru. Základní dělení mikrofonů je následující:

tlakové mikrofony snímají pouze tlak bez vlivu směru dopadajícího zvuku,

gradientní mikrofony 0. řádu, pohyb jejich mechanické soustavy je řízen akustickým tlakem částic prostředí, snímají tlak z obou stran membrány, výsledná amplituda je rozdíl mezi tlakem před a za membránou a čím větší je rozdíl, tím větší je výchylka membrány,

gradientní mikrofony 1. řádu, pohyb jejich membrány je závislý na rychlosti částic, což se rovná gradientu akustického tlaku.

4.2 Akustický snímač (mikrofonní kapsle)

Mikrofonní kapsle zajišťuje přeměnu akustické energie na elektrickou. Skládá se z pevné elektrody a jedné nebo dvou pohyblivých membrán, které dohromady s pevnou elektrodou tvoří kondenzátor o proměnné kapacitě. Tato změna kapacity je ve výsledku převáděna na střídavé elektrické napětí, které reprezentuje snímáný signál. Text se dále zaměřuje převážně na problematiku mikrofonních kapslí používaných v kondenzátorových mikrofonech. Díky lehkosti membrány jsou kondenzátorové mikrofony citlivější než dynamické, kde v závislosti na zvuku kmitá celá cívka.

Platí, že mechanicky menší membrány jsou citlivější a rychlejší, a také lépe přenášejí rychlé náběžné hrany transientních zvuků.

Kapsle se skládá z pevné elektrody a jedné nebo dvou pohyblivých membrán, které dohromady s pevnou elektrodou tvoří kondenzátor o proměnné hodnotě.

Změnou působení zvukového pole se mění i kapacita C_m mikrofonní vložky o hodnotu ΔC . Aby bylo dosaženo požadovaného lineárního vztahu mezi touto změnou kapacity a akustickým tlakem nebo akustickou rychlostí, je třeba, aby byla vzdálenost elektrod dostatečně velká v porovnání s jejími změnami při působení akustických veličin. Zároveň aby byla maximální změna kapacity ΔC dostatečně malá vzhledem ke klidové kapacitě mikrofonní vložky C_m .

Mezera mezi elektrodou (většinou mosaznou) a membránou je cca 10 μm a je vyplněna vzduchem, který spolu s pružností membrány tvoří směrovou sílu.

Aby se ještě zvýšila pružnost vzduchového polštáře, bývá do pevné elektrody vytvořena soustava rovnoměrně rozmístěných neprůchozích prohlubní, které navyšují celkový objem vzduchového polštáře a tím zmenšují jeho tuhost. Mimo jiné mají funkci dále tlumit nechtěné mechanické rezonance, jejich poloha a rozměry vyžadují extrémní přesnost při návrhu i realizaci. Vedlejší efekt perforace v pevné elektrodě je

zmenšení celkové kapacity kapsle. Celková konstrukce kapsle je tedy limitována z několika stran a dnes již podléhá dlouholetému vývoji.

Perforace bývá tvořena prohlubněmi i průchozími dírami, nebo pouze prohlubněmi (viz. tlakové mikrofony). Díry, které jsou provrtány skrze pevnou elektrodu, se používají z důvodu, aby vzduch měl přístup i k zadní straně membrány.

Středem kapsle většinou prochází šroub, který mechanicky upevňuje membránu a je s ní vodivě spojen. V místě spoje tedy nedochází k rozkmitu membrány. Středové uchycení většinou funguje také jako výstupní signálová svorka. Vyrábí se i typy bez středového uchycení, kapsle potom mají jiné zvukové vlastnosti a vykazují jiné (nižší) rezonanční kmitočty.

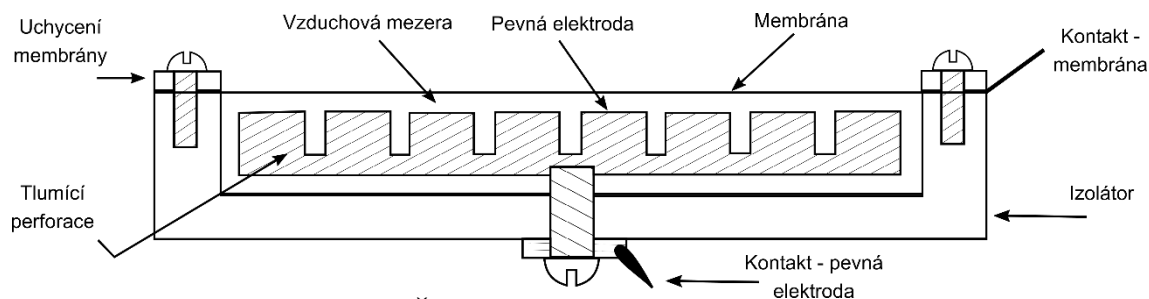
Membrána se vyrábí převážně z nevodivého materiálu mylar (druh PET – pružný a pevný zároveň), který je následně pokoven nekorodujícím materiálem – ideálně zlatem. Zlatá vrstva tedy spolu s pevnou elektrodou tvoří kapacitu, která tvoří celý základ kondenzátorového mikrofону.

4.2.1 Rozdělení mikrofonních kondenzátorových kapslí

Mikrofony se rozdělují podle toho, jakým způsobem přeměňují akustickou energii na elektrickou. Tato přeměna je z největší částí provedena v mikrofonní kapsli. Takže výsledné dělení mikrofonů vychází z principu fungování mikrofonní kapsle. Hlavní dva typy mikrofonů, o kterých bude následující text pojednávat, jsou tlakový a tlakový gradientní (gradientní mikrofon 0. řádu).

Tlakový měnič

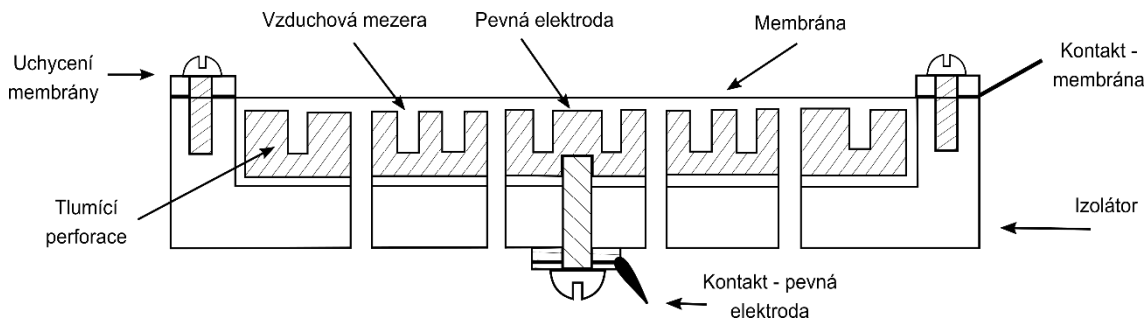
Tento typ elektroakustického měniče obsahuje jednu pohyblivou membránu a jednu pevnou elektrodu, které společně tvoří kondenzátor. Průřez takovou kapslí je na Obr. 4-2. Pevná elektroda obsahuje pouze prohlubně, nikoli průchozí otvory. Zadní strana pevné elektrody je tedy vzduchově dokonale oddělena od vnitřní strany membrány a nedochází zde k žádnému působení vnější akustické energie na vnitřní stranu membrány. Protože membrána snímá pouze akustický tlak z vnější strany membrány, a ten je skalární veličinou, je výsledná citlivost nezávislá na směru přicházejícího zdroje zvuku. Výsledná směrová charakteristika tohoto měniče může být tedy pouze kulová. [7]



Obr. 4-2 Řez mikrofonní kapslí – tlakový měnič [7]

Tlakový gradientní měnič

Jedná se o měnič s jednou pohyblivou membránou. Na rozdíl od tlakového měniče akustická energie dopadá i na vnitřní stranu membrány. Pevná elektroda (Backplate) obsahuje průchozí díry, které umožňují přístup vzduchu skrze pevnou elektrodu k vnitřní straně membrány. Díry v pevné elektrodě jsou navrženy tak, že akustická energie přicházející na zadní stranu membrány je fázově posunuta o 180 stupňů oproti čelní straně membrány. Nejvyšší citlivost takto navrženého měniče je v jeho akustické ose a s vychýlením klesá. Výsledná směrová charakteristika takto navržené mikrofonní kapsle je tedy kardioidní. Reaguje pouze na vlny z čelní strany membrány a potlačuje signály mimo akustickou osu a stupeň směrovosti je dán velikostí, délkou a rozmístěním perforace v pevné elektrodě. Konstrukční řez měničem tohoto typu je na obr. 4-3. [7]



Obr. 4-3 Řez mikrofonní kapslí – tlakový gradientní měnič [7]

Tlakový gradientní měnič dvoumembránový

Využívá dvě membrány na protilehlé straně pevné elektrody, ve které je průchozí děrování (většinou i neprůchozí). Tento typ kapsle se používá v nejznámějších studiových mikrofonech firmy Neumann U87, U47 atd. Umožňuje využívat všechny tři základní směrové charakteristiky tedy kulovou, kardioidní a osmičkovou.

Pomocná membrána je buď elektricky nezúčastněná, nebo je na ni přivedeno polarizační napětí jako na hlavní membránu, ale s opačnou polaritou. Následkem je zvětšení kapacity, a tedy i odstup rušivých napětí.

Vhodnou kombinací přivedených napětí na jednotlivé elektrody (membrány) je možné měnit zmíněné směrové charakteristiky. Pokud jsou pohyblivé membrány vodivě spojeny (většinou přes přepínač charakteristik), výsledná směrová

charakteristika je kulová. Kardioidní charakteristika může být vytvořena jednou z membrán s tím, že druhá zůstane nezapojená. Osmičková charakteristika se tvoří tak, že jsou zapojeny obě membrány, ale jedna z nich má otočenou fázi.

4.3 Polarizační napětí

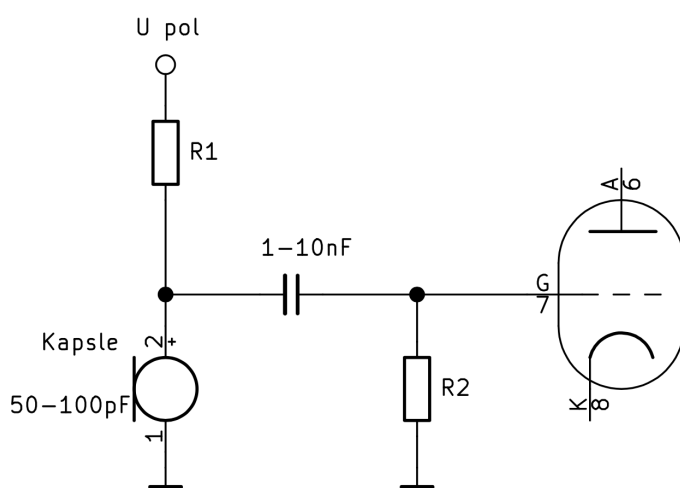
Pro správnou funkci mikrofону je třeba na mikrofonní kapsli držet konstatní náboj Q , a aby to bylo možné, je třeba ji polarizovat stejnosměrným napětím. Měřicí mikrofony používají polarizační napětí až 200 V, proto mají větší citlivost, ale musí využívat externí zdroj polarizace, protože fantomové napětí je pro tento účel nedostatečné. Čím menší je polarizační napětí kapsle, tím nižší je výsledná citlivost. Většinou se volí pokud možno co největší přípustné napětí dané konstrukčním řešením kapsle. Polarizační napětí se pohybuje běžně mezi 60–90 V a u polovodičových mikrofónů se bere z fantomového napájení, které bývá maximálně 48 V a v mikrofónu je zabudovaný měnič.

Pokud by na kapsli bylo přivedeno například místo 80 V jen 40 V, mimo jiné zhoršené parametry by zmenšená citlivost způsobila nižší úroveň výstupního signálu o 6 dB.

Pokud by bylo napětí příliš vysoké, mohlo by dojít vlivem elektrostatického pole ke spojení membrány s pevnou elektrodou, což má za následek velkou napěťovou špičku na výstupu a k návratu membrány do klidové polohy dojde až po odpojení polarizačního napětí. Polarita polarizačního napětí může být různá. Buď může být na membránu přivedeno kladné napětí a pevná elektroda bude uzeměna anebo opačně. Pokud je na membráně napětí kladné, nabývá výstupní signál kladných hodnot. Pokud je záporné, pohybuje se signál v záporných hodnotách, ale naopak při zvětšujícím se akustickém tlaku (stoupající kapacitě kapsle), roste napětí na výstupu.

4.4 Princip funkce mikrofónu

Zjednodušené principiální schéma mikrofónu je na Obr. 4-4.



Obr. 4-4 Zapojení mikrofonního zesilovače [7]

Mikrofonní kapsle studiových kondenzátorových mikrofonů má kapacitu mezi 50 až 100 pF a využívá polarizační napětí mezi 60–90 V. To je přivedeno většinou přes rezistor velké hodnoty v řádu MΩ až GΩ.

Působením akustického tlaku dojde k rozpořhybování membrány mikrofonní kapsle, která začne měnit kapacitu v závislosti na změnách akustické tlaku. Pokud se akustický tlak zvětšuje, membrána se vlivem tlaku přibližuje k pevné elektrodě. To má za následek nárůst kapacity a ta způsobí nabíjecí proud odporem R1, na kterém vznikne úbytek napětí a výstupní napětí poklesne. Opačný průběh má snižování kapacity kapsle, kdy napětí stoupne. Výsledkem je tedy střídavé napětí, které je tvořeno úbytkem na rezistoru. Signál ovlivněný nabíjecími a vybíjecími proudy je možné popsat rovnicí (4.10), kde C_0 je klidová kapacita spolu s parazitními kapacitami zapojení, ΔC je změna kapacity a u je napětí na rezistoru R1. Ze vzorce vyplývá, že úbytek napětí na odporu R1 je úměrný polarizačnímu napětí U_0 a hodnotě odporu R1, ale nepřímo úměrný klidové kapacitě mikrofону C_0 .

$$u = \frac{R_1 U_0 \Delta C \sin \omega t}{C_0 \sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_0}\right)^2 + R_1^2}} \quad (4.10)$$

Je třeba, aby nedošlo k poklesu napětí v závislosti na kmitočtu, proto odpor R1 musí být zvolen dostatečně velký vzhledem k reaktanci kapacity vložky $1/(2 \cdot f \cdot \pi \cdot C)$. Při velikosti rezistoru o hodnotě 40 MΩ a kapacitě kapsle 100 pF již dochází k poklesu o 3 dB na frekvenci 40 Hz viz rovnice 4.11. Z tohoto důvodu se volí rezistor o hodně větší.

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 40 \text{ Hz} \quad (4.11)$$

Výhodou je, že rezistor R1 spolu s kapacitou kapsle tvoří dolní propust pro rušivý vysokofrekvenční signál přicházející ze zdroje polarizačního napětí. Pokud by byl v cestě polarizačního zdroje použit odpor o hodnotě $10\text{ G}\Omega$, bude spolu s kapacitou kapsle, která má 50 pF , tvořit dolní propust s časovou konstantou $\tau = R \cdot C = 50\text{ ms}$, což odpovídá mezní frekvenci $3,18\text{ Hz}$.

Následující stupeň musí mít hodně velkou vstupní impedanci, protože kapsle dodává relativně silný napěťový signál, ale dává k dispozici velmi malý proud, jelikož jde v zásadě o velmi měkký zdroj. Ideální pro tento účel se jeví použití J-Fetového tranzistoru nebo elektronky, jakožto prvky s velkou vstupní impedancí. Stupeň zapojení za mikrofonní kapslí funguje jako impedanční převodník a jeho zisk nepřekračuje 0 dB . Většinou se využívá zapojení emitorového sledovače nebo katodového sledovače v případě elektronkové verze. Je třeba, aby stupeň byl umístěn co nejblíže kapsli, protože jde o vedení na vysoké impedanci, které je náchylné na chytání rušivých signálů a chytání parazitních kapacit, které by způsobovaly ztrátu citlivosti. Mimo to se nepříznivě uplatňuje vstupní kapacita Jfetu nebo vstupní kapacita elektronky C_{GK} + millerova kapacita. Aktivní prvky použité v prvním stupni mikrofону by měli mít vstupní kapacitu vždy co nejmenší, jinak bude docházet k ořezu užitečného signálu na vysokých frekvencích. Elektronkový mikrofon má výhodu v tom, že vlivem žhavení elektronky ohřívá celý systém mikrofону a drží jej tedy v suchu. To je při vysokoimpedančních poměrech v mikrofону velká výhoda. Odpor R2, který je zapojen do mřížky elektronky nebo gate tranzistoru JFET musí mít minimálně stejnou hodnotu jako rezistor R1 a udává vstupní impedanci stupně s aktivním prvkem. Kondenzátor o kapacitě $1\text{--}10\text{ nF}$ tvoří v signálové cestě filtr horní propusti spolu s rezistorem R2 a vstupní impedancí aktivního prvku, kapacita kondenzátoru by měla být řádově vyšší než kapacita kapsle.

Ideální vnitřní předzesilovač (impedanční převodník) kondenzátorového mikrofону by měl mít následující parametry:

- nekonečně velká vstupní impedance,
- čistě rezistivní vstupní impedance,
- žádné vnitřní zdroje šumu,
- nulová výstupní impedance,
- žádné zkreslení,
- požadovaný zisk. [7][8][9]

5. PRAKTICKÁ ČÁST

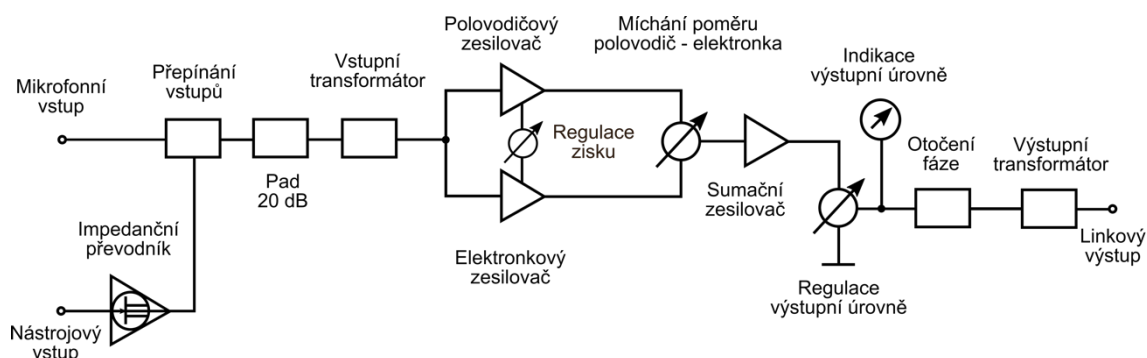
5.1 Návrh předzesilovače

Obsahem této části bude celkový návrh zapojení hybridního mikrofonního předzesilovače včetně jeho napájecích obvodů. Navrhnutý zesilovač byl koncipován tak, aby v signálové cestě obsahoval pouze nezbytné prvky a zároveň tak, aby nedocházelo k degradaci kvality signálu a byl kladen důraz na to, aby každá topologie (elektronková větev i polovodičová) využívala, pokud možno pouze zvolený druh aktivního prvku (tedy elektronková větev pouze elektronkové aktivní prvky) od celkového vstupu zařízení až po jeho výstup. Jediným polovodičovým prvkem, který musel být použit i v elektronkové signálové cestě byl společný směšovací obvod s operačním zesilovačem. Na předzesilovač byly kladeny následující technické požadavky:

- útlumový článek -20 dB na vstupu
- otočení fáze o 180 stupňů
- regulace zisku v rozmezí $0-60$ dB
- regulace výstupní úrovně
- plynulá regulace poměru zesílení elektronkového a polovodičového zesilovače
- nástrojový vstup s impedancí minimálně $1\text{ M}\Omega$
- indikace vybuzení signálu na výstupu
- fantomové napájení 48 V
- vyrovnaný frekvenční přenos v pásmu 20 Hz až 80 kHz

Blokové schéma celého předzesilovače je na Obr. 5-1. Schéma nezahrnuje napájecí obvody, jelikož nejsou v této fázi pro popis funkce důležité. První funkční blok předzesilovače je obvod pro přepínání vstupů řízený vnitřním spínačem nástrojového konektoru. Po připojení nástroje dojde k automatickému odpojení mikrofoni větve a zůstane aktivní pouze nástrojový vstup. Je možné do signálové cesty právě aktivního vstupu zařadit útlumový článek (anlgicky Pad). Hodnota útlumu byla stanovena z praxe na 20 dB . Následuje vstupní transformátor, který převádí symetrický signál na nesymetrický a přizpůsobuje signál pro následující obvody. Za vstupním transformátorem dochází k větvení signálu do jednotlivých topologií zesilovače, tedy polovodičové a elektronkové. Polovodičová i elektronková část se skládá ze dvou sériově řazených zesilovacích stupňů. Obě části jsou tedy buzeny souhlasně jedním zdrojem signálu. Na jejich výstupu jsou zase sloučeny a poměrově smíchány. Aby bylo možné obě větve plynule směšovat, bylo potřeba společně řídit zisk a to nejlépe, až za prvním zesilujícím stupněm elektronkové i polovodičové části,

aby nedocházelo ke zhoršování šumových vlastností. Zároveň bylo třeba zajistit stejný zisk obou větví, aby bylo možné bez výkyvu hlasitosti směřovat jejich výstupy. Míchání poměru zesílení jednotlivých topologií je řešeno směšovací stupněm s potenciometrem a operačním zesilovačem. Operační zesilovač kompenzuje útlum způsobený směšovacím obvodem s potenciometrem a nad to zajišťuje zisk dalších 5 dB pro dosažení cílové úrovně 60 dB. Mimo to operační zesilovač impedančně odděluje předchozí obvody od výstupu předzesilovače. Za směšovacím stupněm navazuje obvod pro regulaci výstupní úrovně signálu. Jedná se o plynule regulovatelný útlumový článek s útlumem 0 až -25dB . Je koncipován tak, aby neměnil výstupní impedanci v závislosti na nastaveném útlumu. Úroveň výstupního signálu je uživateli zobrazena indikátorem úrovně špičkových hodnot. Na výstup předzesilovače bude pravděpodobně navazovat A/D převodník, proto bylo nutné zařadit indikátor úrovně signálu na výstup zařízení. Posledním ovladatelným prvkem je obvod pro otočení fáze o 180 stupňů, který je možné dle potřeby do signálové cesty zařadit. Převod na symetrické vedení signálu zajišťuje výstupní transformátor, na jehož sekundáru je celkový výstup předzesilovače linkové úrovně.



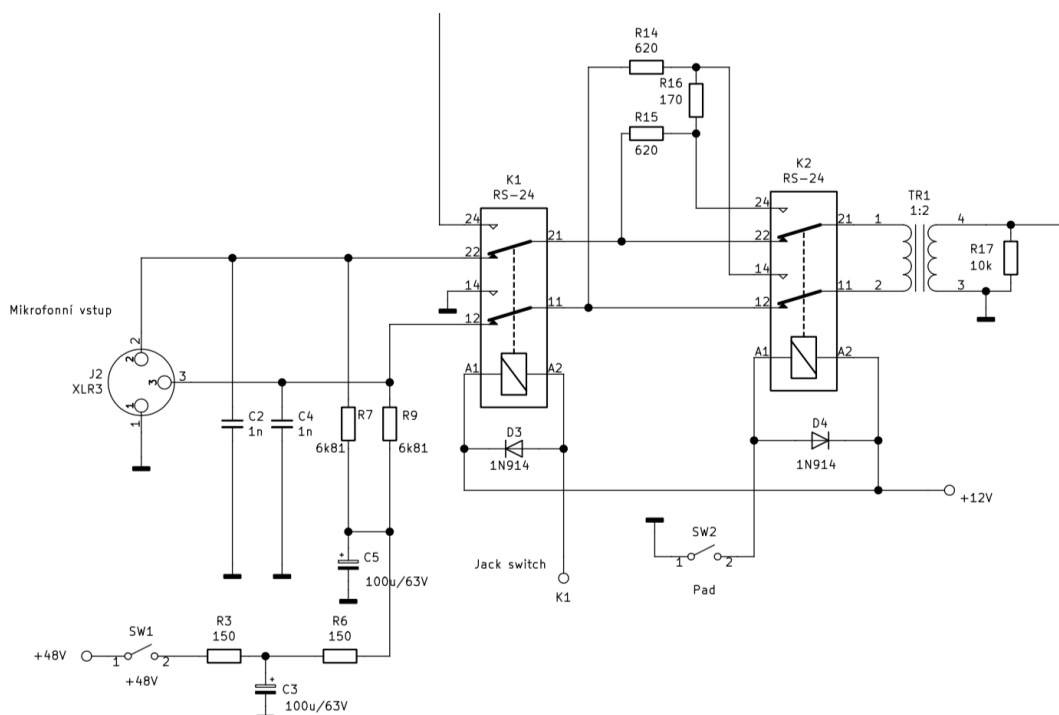
Obr. 5-1 Blokové schéma mikrofonního předzesilovače

Celé schéma funkční části předzesilovače je v příloze č. 7.

5.1.1 Vstupní část předzesilovače

Vstupní obvod předzesilovače je na Obr. 5-2. Symetrický signál z mikrofonu je přiváděn na konektor J1. Z pinu č. 2 je veden signál v nezměněné podobě a z pinu č. 3 jeho fázově posunutý obraz o 180 stupňů. Jelikož obvod před vstupním transformátorem je veden symetricky, je nutné, aby některé součástky byly spárované jinak by docházelo ke zhoršení činitele potlačení souhlasného rušení označovaného také zkratkou CMRR (anglicky common mode reject ratio). Nejdůležitější je použití spárovaných hodnot rezistorů R7 s R9 a R14 s R15. Při nedodržení spárovaných hodnot dojde při převodu symetrického vedení na nesymetrické na transformátoru k neúplnému odečtení rušivého napětí. Kondenzátory C2 a C4 potlačují rušivou

vysokofrekvenční složku. Přes rezistory R7 a R9 je přivedeno fantomové napájení, které podléhá normě DIN 45596. Hodnoty rezistorů musí být spárovány s tolerancí minimálně 0,1 % – jejich hodnota je stanovena na 6,81 k Ω , absolutní hodnota není tak podstatná jako přesné spárování. V cestě fantomového napájení je dále zařazen dvojitý RC filtr typu dolní propust tvořený kondenzátory C3, C5 a rezistory R3 a R6.

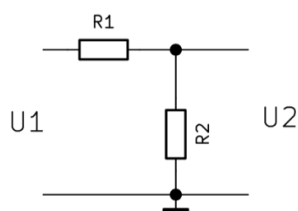


Obr. 5-2 Vstupní část předzesilovače

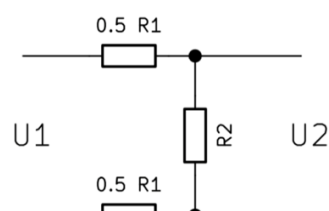
Rezistory R14, R15, R16 tvoří symetrický dělič, který funguje jako útlumový členek též nazývaný Pad. Při sepnutí snižuje úroveň signálu o 20 dB, což je vhodné pro mikrofony s velkou citlivostí a snímání hlasitých zvuků bubnů apod. Pad se do cesty vkládá spínačem SW2 umístěným na předním panelu přístroje. Ten spíná pouze relé, nezapojuje samotný útlumový členek, a to z důvodu dodržení co nejkratších signálových vedení. V poloze vypnutého Padu není signál rezistory nijak ovlivňován. Útlumový členek při sepnutí vkládá do symetrické signálové cesty sériově řazené rezistory R14, R15 a paralelně připojuje R16, jedná se tedy o útlumový členek typu "U" neboli U-Pad. Volba hodnot rezistorů vychází z hodnoty vstupní impedance (výstupní impedance mikrofону) pro kterou bude dimenzován. V Evropě je jako nominální výstupní impedance mikrofону považována hodnota 200 Ω , v Americe je to 150 Ω . Hodnota odporu R14 odpovídá impedanci mikrofону, tedy pro tento účel 200 Ω . Požadovaný útlum članku je 20 dB, jakožto hodnota dlouhodobě osvědčená z praxe. Pro výpočet zbývajících hodnot rezistorů je třeba hodnotu v dB převést na napěťový přenos Ku.

$$K_u = 10^{\frac{L}{20}} = 10^{\frac{20}{20}} = 10 \quad (5.1)$$

Zjednodušené schéma pro výpočet hodnot rezistorů útlumového článku je na Obr. 5-3 a na Obr. 5-4, kde R_2 je hodnota $200 \, \Omega$ a R_1 , je hledaná hodnota odporu pro daný útlum. Hodnoty rezistorů v sérii lze dopočítat dle rovnice (5.2.) [13].



Obr. 5-3 Jednoduchý odporový dělič



Obr. 5-4 Symetrický odporový dělič

$$R_1 = R_2 \cdot (k - 1) = 200 \cdot (10 - 1) = 1800 \, \Omega \quad (5.2)$$

Jelikož hodnota R_1 vychází pro celkový odpor v signálové cestě, je třeba ji rozdělit stejným dílem do obou větví.

$$R_{14,15} = \frac{1800}{2} = 900 \, \Omega$$

Pro velikosti odporů R_{14} , R_{15} byly vybrány nejbližší hodnoty řady E24 tedy $910 \, \Omega$.

5.1.2 Vstupní transformátor

Transformátor by měl mít co nejvyrovnanější charakteristiku v dostatečné šířce, vysokou hodnotu činitele CMRR a co nejlepší šumové vlastnosti.

Aby transformátor měl, pokud možno co nejvyrovnanější charakteristiku, musí jím stále protékat malý proud. Trvalou zátěž sekundárního vinutí tvoří rezistor R_{17} , jehož velikost je udána většinou výrobcem, a transformátor při ní dosahuje nejlepších přenosových vlastností. Často se u transformátorů používá na sekundárním vinutí také Zobelův filtr (sériový RC článek). Pro tlumení rezonance transformátoru u toho případu bylo ověřeno, že Zobelova filtru není třeba, a že rezonance na sekundáru se neprojevuje.

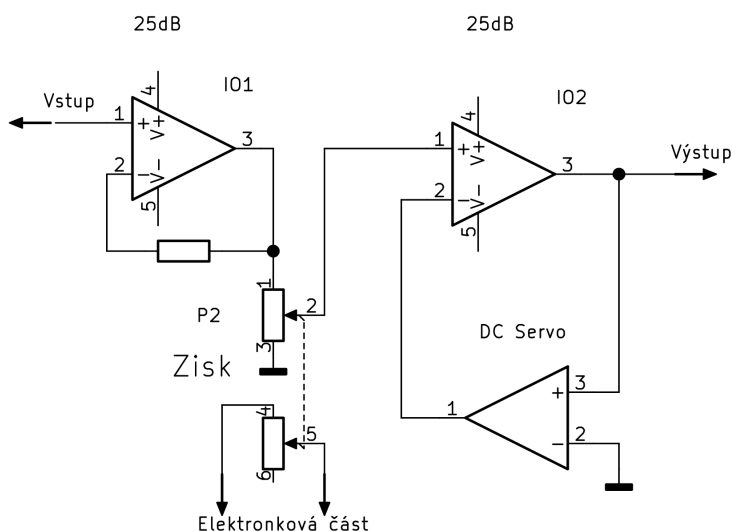
Výhodou transformátoru je, že poskytuje symetrický vstup s vysokým a stabilním CMRR. Transformátory obecně dobře potlačují rušení radiových frekvencí. Galvanicky oddělují vstup předzesilovače od fantomového napájení – nejsou potřeba

kondenzátory v signálové cestě, které mohou degradovat signál. Pokud by se dostala stejnosměrná složka z fantomového napájení na vstup polovodičového stupně, mohlo by dojít k jeho poškození. Obecně transformátory s nižším převodem budou lineárnější díky menším parazitním kapacitám sekundárního vinutí. Pro požadované použití byl vybrán transformátor Sowter 9145. Zde je přehled jeho důležitých parametrů [15]:

- převodní poměr: 1:2 (1:1 až 1:4),
- šířka přenášeného pásma $\pm 0,5$ dB na 10 Hz až 60 kHz,
- maximální vstupní úroveň +16 dBu při 1 % THD,
- nelineární zkreslení $< 0,005$ % při 50 Hz, 40 Ω .

5.2 Polovodičová část

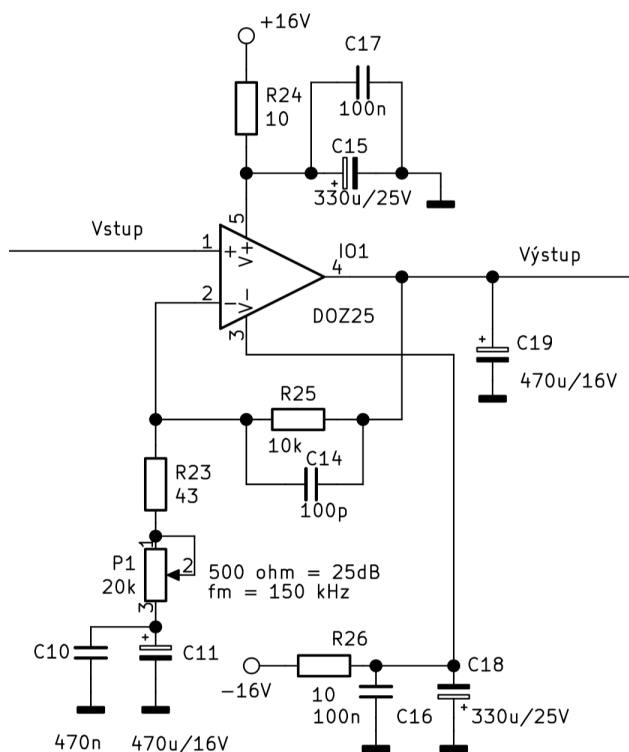
Polovodičová větev má celkový zisk 50 dB, ten je rozdělen ekvivalentně do dvou shodných seriově řazených OZ po 25 dB. Je to z důvodu zachování co nejširšího frekvenčního přenosu, tedy aby jeden OZ nedegradoval šířku pásma druhého. Blokové schéma polovodičové části je vidět na Obr. 5-5. Mezi stupni je vložen dvojitý logaritmický potenciometr jako prvek pro řízení zisku společný s elektronkovou částí. Zapojení stupňů s IO1 i IO2 je stejné včetně nastavení a hodnot součástek. Mimo to je na výstup IO2 zapojen obvod pro kompenzaci (odstranění) stejnosměrné složky na výstupu, někdy nazývaný také jako DC servo. Stejnosměrná složka, by se neměla dostat až na výstupní transformátor, jinak má za následek posunutí hysterzní smyčky, čímž zhorší jeho přenosové vlastnosti.



Obr. 5-5 Blokové schéma polovodičové části

5.2.1 Zesilovací stupeň s IO1

Zapojení zesilovacího stupně je na Obr. 5-6. Jedná se o operační zesilovač v neinvertujícím zapojení, který pracuje jako napěťový zesilovač se zápornou zpětnou vazbou. Jeho vnitřní struktura je popsána v kap. 5.2.2.



Obr. 5-6 Schéma zapojení prvního zesilovacího stupně

Napájecí napětí je symetrické $\pm 16\text{V}$ a je dodatečně filtrováno RC článkem složeným z rezistoru R24 a kondenzátorů C15, C17 v kladné větvi a stejná konfigurace filtru R26 a C16, C18 je použita pro zápornou větev. Kondenzátory zvyšují stabilitu a měli by být co možná nejbližže samotnému obvodu IO1. Ve zpětné vazbě je filtr tvořený Kondenzátorem C14 a rezistorem R25, který redukuje zisk zesilovače na vyšších frekvencích. Kondenzátor zvyšuje vodivost pro vyšší kmitočty (od mezní frekvence nahoru) a ve výsledku redukuje na těchto kmitočtech zisk celého OZ, protože je zapojen ve zpětné vazbě. Hodnota rezistoru ve zpětné vazbě $R25 = 10\text{ k}\Omega$ splňuje požadavky pro přenos do mezní frekvence přibližně 150 kHz a zisku 25 dB při nastavení trimru $P1 = 500\ \Omega$. Dle simulace vzniká na výstupu OZ rezonance mezi 100 kHz a 1 MHz. Proto byla zvolena mezní frekvence $f_m = 150\text{ kHz}$, kdy bude na 100 kHz tlumení $-1,4\text{ dB}$, to stačí pro vyrovnaní charakteristiky v potřebném pásmu.

Výpočet filtru je následující, při použití rezistoru R12 o hodnotě $15\text{ k}\Omega$.

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10\,000 \cdot 100\,000} = 106\,pF \quad (5.3)$$

Byl zvolen kondenzátor nejbližší hodnoty 100 pF.

Kondenzátor C6 spolu s R10 a P1 má malou impedanci pro vysoké kmitočty. Pro zpětnovazební větev se tedy jeví jako dolní propust.

Rozsah zesílení v závislosti na nastavení potenciometru P1 (platí pro ideální OZ) se vypočítá podle rovnice (5.4), při nastavení hodnoty P1 = 25 kΩ, tedy maximální zisk.

$$A_{min} = 1 + \left(\frac{R_{25}}{R_{23} + P_1} \right) = 1 + \left(\frac{10k}{20k + 43} \right) = 1,5 \quad (5.4)$$

Napěťové zesílení 1,5 odpovídá zisku 4,08 dB.

Maximální teoretický zisk A_{max} je vypočítán při nastavení potenciometru na minimum P1 = 0 Ω.

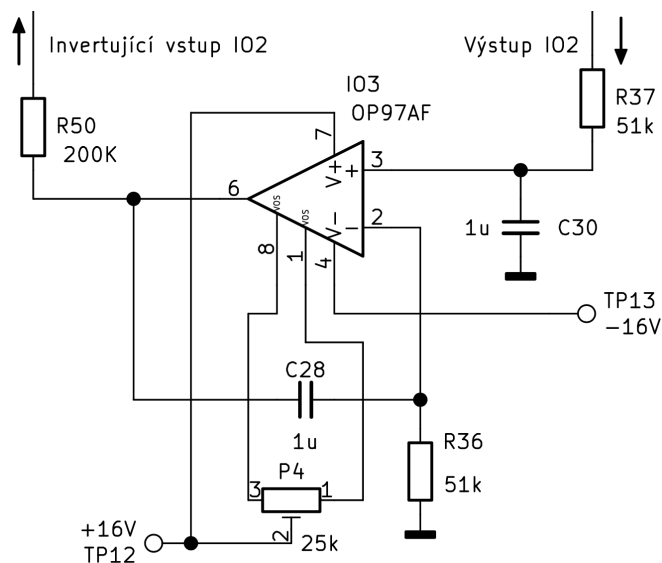
$$A_{max} = 1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = 1 + \left(\frac{15k}{43} \right) = 349,84 \quad (5.5)$$

Napěťové zesílení 349,84 odpovídá zisku 50,8 dB.

Přesnější výsledky byly získány simulací obvodu.

5.2.2 Zesilovací stupeň s IO2

Zesilovací stupeň druhý v pořadí je naprosto shodný s 1. stupněm mimo to, že obsahuje navíc obvod pro kompenzaci stejnosměrné složky s IO3, viz obr. 5-7. Ten je tvořen nízkošumovým obvodem OP97AF a jeho úkol je odstranit stejnosměrnou složku na výstupu přivedením zpět na invertující vstup IO2. Obvod má nějakou prodlevu, než vykompenzuje stejnosměrnou složku. Tato doba je dána časovou konstantou RC článku R36 a C28. Filtér z odporu R37 a C30 propouští do vstupu IO3 pouze stejnosměrnou složku. Trimrem P4 lze donastavit ručně minimální hodnotu stejnosměrného napětí na výstupu IO2.



Obr. 5-7 Obvod pro kompenzaci stejnosměrné složky

5.2.3 Diskrétní operační zesilovač

Jeden z požadavků na diskrétní operační zesilovač, byl relativně vysoký výkon při malé úrovni šumu, což by dovolilo vypustit zbytečné obvody v zapojení. Obecně čím méně součástí v signálové cestě, tím menší potenciální znehodnocení signálu.

Teoretický úvod k diskrétním operačním zesilovačům

O výhodě diskrétních operačních zesilovačů svědčí fakt, že jsou vyráběny a používány v audioaplikacích množství uznávaných firem. Důvodem jsou požadované parametry, které žádný (ani doposud nejvýkonnější) monolitický OZ nesplňuje, výčet nejpoužívanějších OZ pro audio aplikace je v Tab. 5-1.

IO	Zisk (open loop)	Zisk na 10 kHz	šum
OPA2134	120 dB	60 dB	8 nV
OPA2604	100 dB	65 dB	10 nV
OPA627	116 dB	63 dB	4,5 nV
OPA134	120 dB	60 dB	8 nV
OPA1642	134 dB	60 dB	5,1 nV
LM833	110 dB	68 dB	4,5 nV
NE5532	100 dB	67 dB	5 nV
LME49723	116 dB	60 dB	3,6 nV
AD8066	113 dB	77 dB	7 nV
AD8620	105 dB	65 dB	6 nV

Tab. 5-1 Přehled nejpoužívanějších OZ pro audioaplikace

Zejména pro speciální audioaplikace je vyžadováno, aby OZ byl napájen symetrickým vyšším napětím z důvodu, že aplikace mohou být určeny jako budiče

výkonových MOSFET koncových zesilovačů vyžadujících rozkmit ± 32 V a více. Pro RIAA předzesilovače je naopak požadováno, aby šumový výkon vstupu byl menší než 0,9 nV, což běžně vyráběné OZ nedosahují.

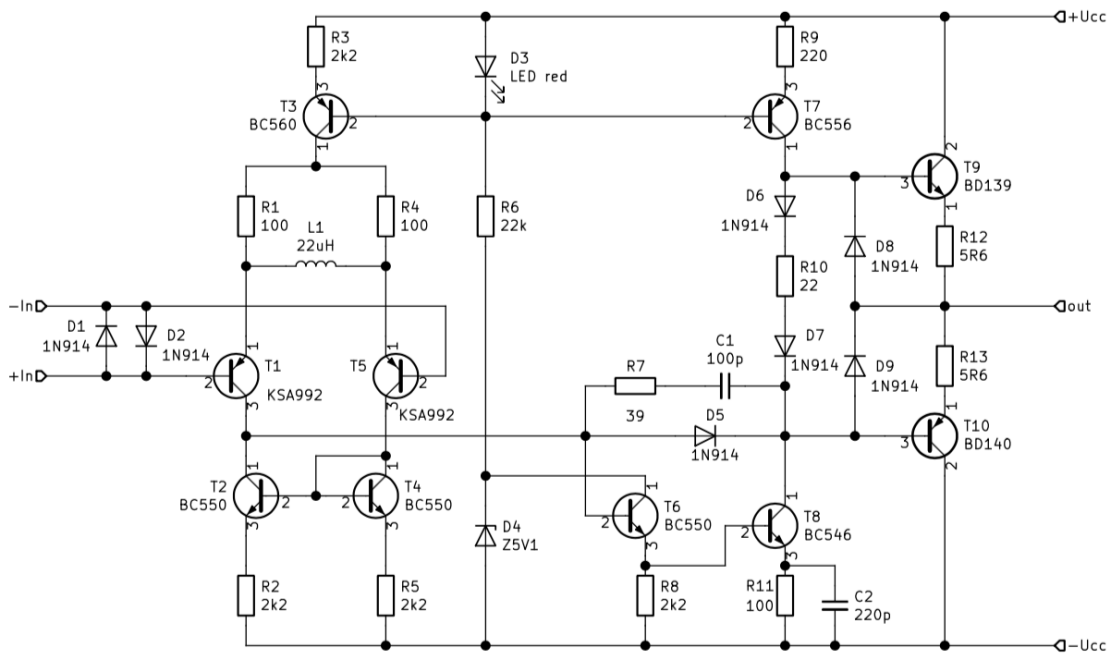
Zisk diskretních OZ dosahuje v otevřené smyčce až 140 dB. Šířka přenášeného pásma diskretního OZ při vysokém zisku výrazně přesahuje nejrychlejší monolitické OZ. Pokud požadujeme, aby výstupní impedance OZ byla na úrovni desítek ohmů a méně, lze to zajistit už jen shodnými komplementárními tranzistory MOSFET s přímým chlazením a zajištěným odvodem tepla, což monolitické OZ nejsou schopny zajistit [21].

OZ z diskretních prvků vykazují jednodušší obvodovou topologii, obvodově řešenou konkrétně pro danou aplikaci. Požadovaných parametrů pak dosahují obvykle za použití JFET tranzistorů sdružených do diferenciálního a navíc kaskodového řešení, což žádný monolitický OZ nesplňuje. V neposlední řadě na základě poslechových testů lze konstatovat, že obvodové řešení sice s topologií blízkou se struktuře monolitického OZ vykazuje lepší poslechové (vjemové) výsledky. Zřejmě se jedná o problematiku spojenou s dynamickou saturací a v případě použití vazebních kapacit v signálové cestě s tzv. dielektrickou absorbcí. Tedy její hodnotou, která je ovlivněna potřebnou vyšší úrovní stejnosměrného napětí na elektrodách kondenzátorů, čímž jsou z použití opět vyloučeny monolitické OZ, neboť požadovaná hodnota stejnosměrného napětí je vyšší než min. 50–60 V pro eliminaci tohoto efektu.

Výhoda diskretních součástek je, že se dají vybírat přesně podle požadovaných parametrů s nejlepší možnou tolerancí a případně se dají v zapojení měnit. Což u monolitického OZ technologicky nelze docílit. Při nízké vstupní impedanci signálového zdroje může operační zesilovač z diskretních součástek poskytnout až o 8 dB vyšší odstup signálu od šumu než monolitické OZ.

OZ z diskretních součástek umožňuje použití prvků s vyššími mezními kmitočty a nižšími kapacitami a možností vyššího napájecího napětí, a tudíž většího výstupního rozkmitu signálu. Zároveň je možné je budít na maximální úroveň výstupního napětí do zátěže s nižší impedancí než jsou schopny monolitické OZ. Schopnost bez kompromisů pracovat s menší zatěžovací impedancí je výhodná, protože umožňuje použití rezistorů kondenzátorů apod. zapojených kolem OZ obecně s menší impedancí, což zlepšuje celkové šumové vlastnosti. Umožňuje použití prvků s vyššími mezními kmitočty a nižšími kapacitami. [11] Výše uvedené potvrzuje i skutečnost, že významný světový vývojář a výrobce studiové techniky nejvyšší úrovně, Rupert Neve, ve svých mikrofonních předzesilovačích používá vlastní vyvinuté diskretní OZ speciálně zapouzďené a na patcích.

Na základě zmíněných vlastností byl zvolen diskretní operační zesilovač s pracovním názvem DOZ25 jehož schéma je na Obr. 5-8. a jehož výhodou je vyšší zisk (v otevřené smyčce 69 dB na 10 kHz) při minimálním šumu. Druhou důvodem výběru DOZ25 bylo použití běžně dostupných součástek při minimální ceně.



Obr. 5-8 Schéma diskrétního operačního zesilovače IO1 a IO2

Vstupní a výstupní zesilovací stupeň (výkonový) jsou stežejními částmi OZ. V tomto zapojení je zařazen ještě zesilovací mezistupeň. OZ je napájen symetricky, aby se na výstupu potlačila stejnosměrná složka. Na vstupní část OZ jsou kladeny největší požadavky, a to dostatečná rychlost přeběhu, vysoký vstupní odpor a malé výstupní proudy.

Jeden z hlavních požadavků na OZ je vysoká hodnota CMRR, které je dosaženo dokonalým spárování následujících součástek:

- R1 a R4,
- R2 a R5,
- R12 a R13,
- T1 a T5,
- T2 a T4,
- T7 a T8,
- T9 a T10.

OZ funguje jako diferenční zesilovač, tedy zesiluje rozdíl mezi signály přivedenými na svorky +in a -in. Diody na vstupu D1 a D2 fungují jako přepětová ochrana. Tranzistor T3 je použit jako zdroj konstantního proudu pro tranzistory T1 a T5 v zapojení se společným emitorem. Jako referenční zdroj napětí na bázi je použita dioda LED, která je vhodná pro její dobrou teplotní stabilitu. Největší vliv na nízkou úroveň rušivého napětí mají vstupní tranzistory T1 a T5, které by měly být spárovány

nejpřesněji. Pokud je přiváděný symetrický signál stejný na obou kanálech, jsou oba kolektorové proudy T1 a T5 stejné. Tranzistory T2 a T4 tvoří proudové zrcadlo, jehož vlastností je přenášet stejnou hodnotu vstupního proudu na výstup. Vstupní proud na kolektoru tranzistoru T4 má ideálně stejnou hodnotu na výstupu (kolektoru) tranzistoru T2. Je důležité, aby proudové zesílení obou tranzistorů bylo stejné.

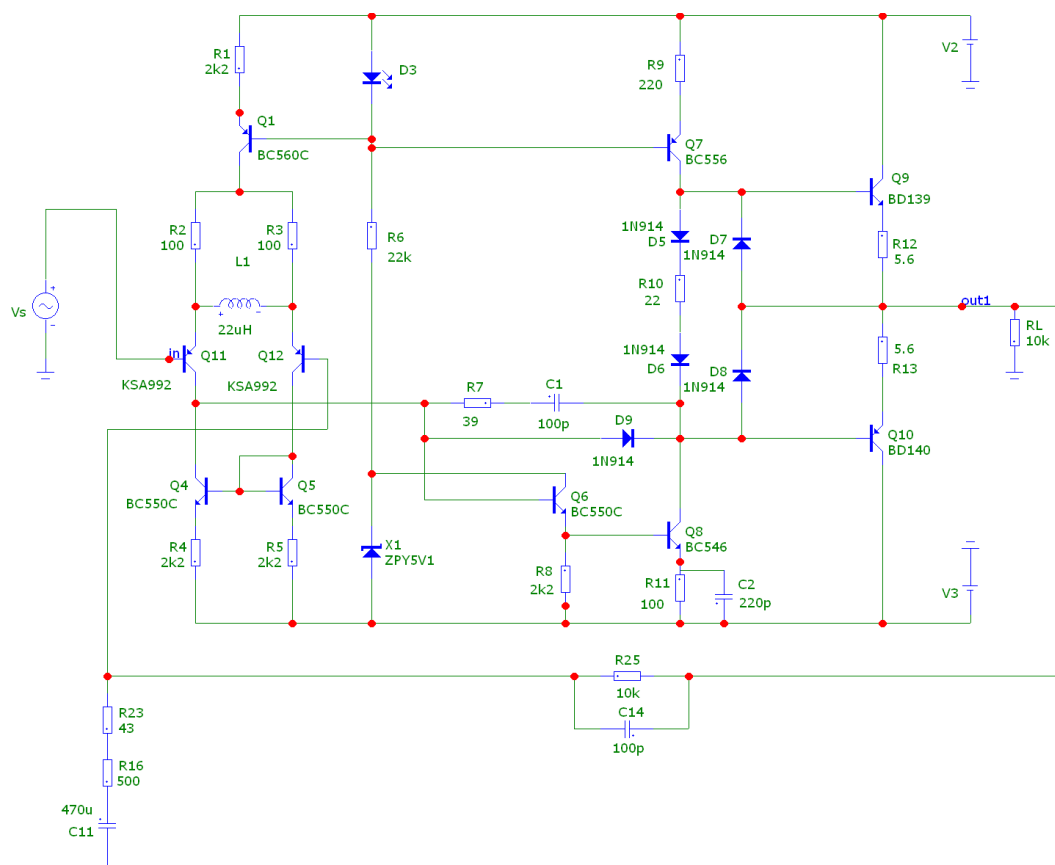
Dvojčinný koncový stupeň je tvořen dvojicí komplementárních tranzistorů T9 a T10 pracujících ve třídě AB. Diody D6 a D7 zajišťují vodivý stav při průchodu napětí nulou. Tranzistory protéká malý klidový proud, stupeň tedy pracuje ve třídě AB a jeho převodní charakteristika je plynulá i pro malé napětí. Aby nedošlo k tepelné zpětné vazbě, která může zničit koncové tranzistory, je vhodné tepelně svázat diody D6, D7 a koncové tranzistory T9 a T10. Zlepšení vlastností se dosahuje rezistory R12, R13, které jako záporná zpětná vazba stabilizují klidový proud. Vyšší hodnota přispívá k lepší stabilizaci, ale jejich hodnota musí být dostatečně malá ve srovnání s hodnotou zatěžovacího odporu, protože jimi teče veškerý proud do zátěže. Tranzistory T9 a T10 se mohou zahřívat, je tedy vhodné je umístit na chladič.

Vstupní signál je přiváděn ze svorky +in na bázi tranzistor T1, z jehož emitoru jde na bázi tranzistoru T6, který je zapojen se společným kolektorem. Signál z jeho emitoru je dále přiveden na bázi T8 v zapojení se společným emitorem. Mezi tranzistory T6 a T8 je frekvenčně závislá negativní zpětná vazba, tvořená sériovým spojením rezistoru R7 a kondenzátoru C1. Její úkol je omezit zisk stupně na vyšších kmitočtech. Změnou kolektorového proudu T8 se mění proud do báze T10. Tranzistor T7 funguje jako zdroj konstantního proudu, jehož část je odebírána bázi tranzistoru T9. Jeho velikost je regulována v závislosti na otevření tranzistoru T8 a je v protifázi proti bázovému proudu T10.

Pro dosažení vysokého CMRR je mimo párovaných tranzistorů vhodné použít i párované rezistory. Vhodné jsou typy s označením Thin metal film s tolerancí 0,1 % a malým teplotním koeficientem 25 ppm, což je vhodné kvůli zahřívání obvodu.

5.2.4 Simulace diskrétního OZ

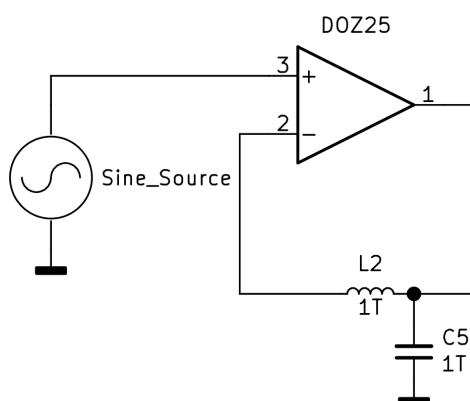
Simulace diskrétního operačního zesilovače DOZ25 byla provedena v simulačním programu Microcap. Obvodové schéma vnitřní struktury operačního zesilovače v simulačním programu je vidět na Obr. 5-9.



Obr. 5-9 Obvod DOZ25 v simulační programu Microcap

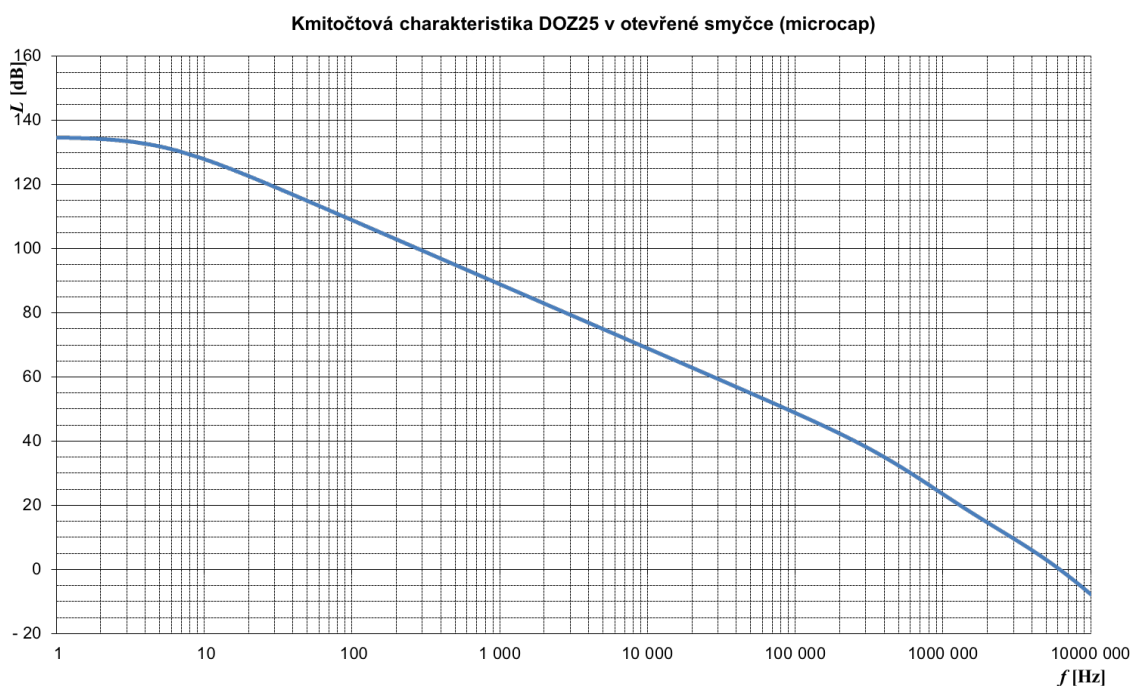
Simulace frekvenční a fázové charakteristiky v otevřené smyčce (open loop)

Schéma simulovaného obvodu (bez vnitřní struktury OZ) pro měření zisku zesilovače ve frekvenčním spektru 1–100 MHz je na Obr. 5-10. Parametr se jinak udává pod názvem open loop gain nebo open loop phase. Na vstupní svorky je připojen zdroj sinusového napětí. Vnitřní odpor zdroje byl nastaven na 800 Ω jako přibližná hodnota, která by se měla objevit na vstupu OZ, pokud bude na vstup předzesilovače připojen mikrofón o impedanci 200 Ω . Přesná hodnota není podstatná, jelikož vstupní impedance OZ je mnohonásobně vyšší a nebude výsledek ovlivňovat. V konfiguraci otevřené smyčky je pro střídavé signály zpětná vazba odpojena pomocí filtru tvořeného kondenzátorem C5 a L2 s dostatečně vysokou hodnotou.



Obr. 5-10 Obvod pro simulaci otevřené smyčky

Napětíové zesílení A_u je měřeno jako poměr výstupního napětí ke vstupnímu a hodnoty jsou výsledně vyjádřeny v jednotce dB. Na frekvenci 30 Hz vychází zisk v otevřené smyčce 120 dB a na 10 kHz je 69 dB. Výsledná frekvenční charakteristika je uvedena na Obr. 5-11.



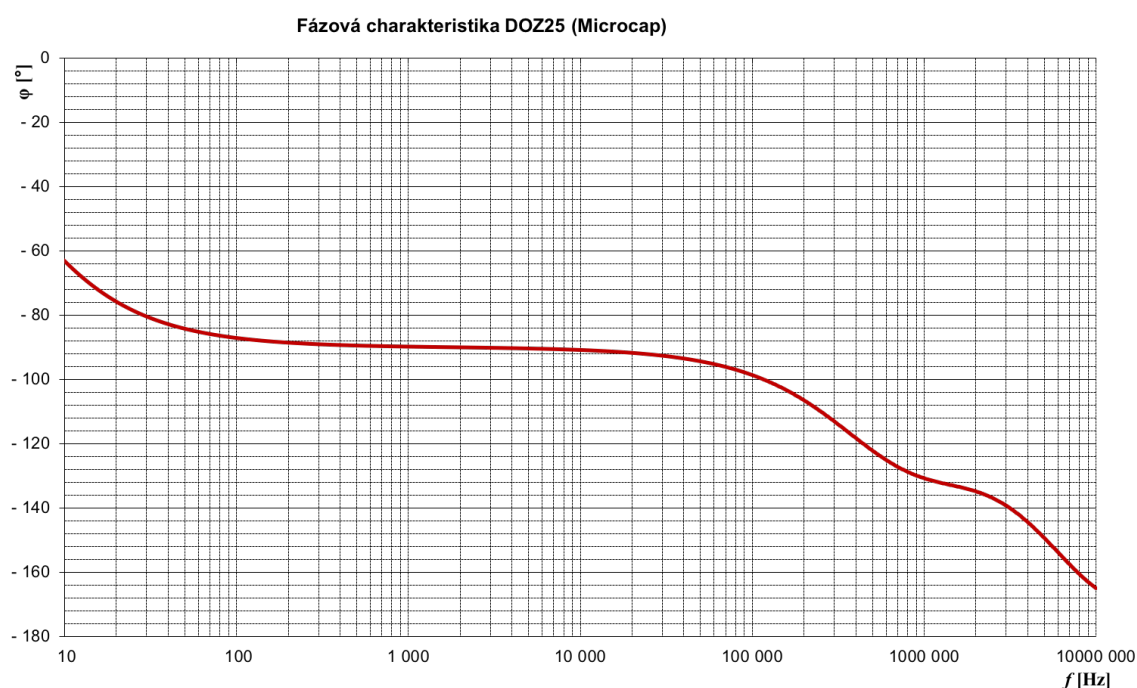
Obr. 5-11 Kmitočtová charakteristika DOZ (otevřená smyčka)

Phase margin je důležitý parametr určující stabilitu zesilovače, měří se pomocí frekvenční a fázové charakteristiky v otevřené smyčce zesilovače.

Parametr Phase margin je rozdíl mezi fází 180 stupňů a fází naměřenou na tranzistním kmitočtu (frekvence, na které poklesne zisk na 0 dB), jak popisuje rovnice (5.6)

$$PM = 180^\circ - \Delta\varphi \quad (5.6)$$

Pokud by na tranzitním kmitočtu došlo k překročení fázového posuvu 180° , signál na výstupu by byl opačné fáze oproti vstupnímu a zesilovač by byl nestabilní [21]. Fázová charakteristika zesilovače v otevřené smyčce je na Obr. 5-12. Z frekvenční a fázové charakteristiky vychází pro 0 dB zisk zesilovače fázový posuv -141° na frekvenci 6,525 MHz, z čehož lze vypočítat samotnou hodnotu Phase Margin $180 - 141 = 39^\circ$. Aby byla zajištěna stabilita zesilovače musí být $PM > 0^\circ$, tato podmínka je splněna i přesto že doporučená hodnota je PM je 60° , kvůli jisté rezervě, zesilovač by měl být stabilní.



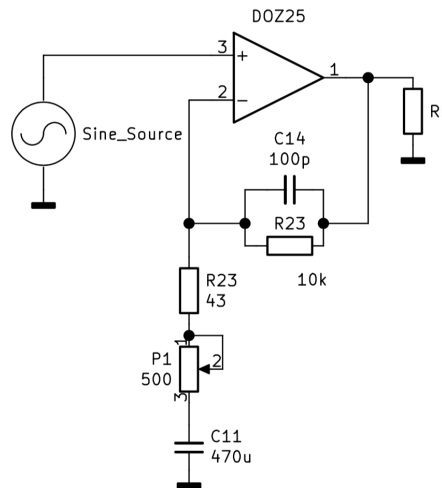
Obr. 5-12 Fázová charakteristika DOZ25 (otevřená smyčka)

Simulace frekvenční a fázové charakteristiky (uzavřená smyčka – Closed loop)

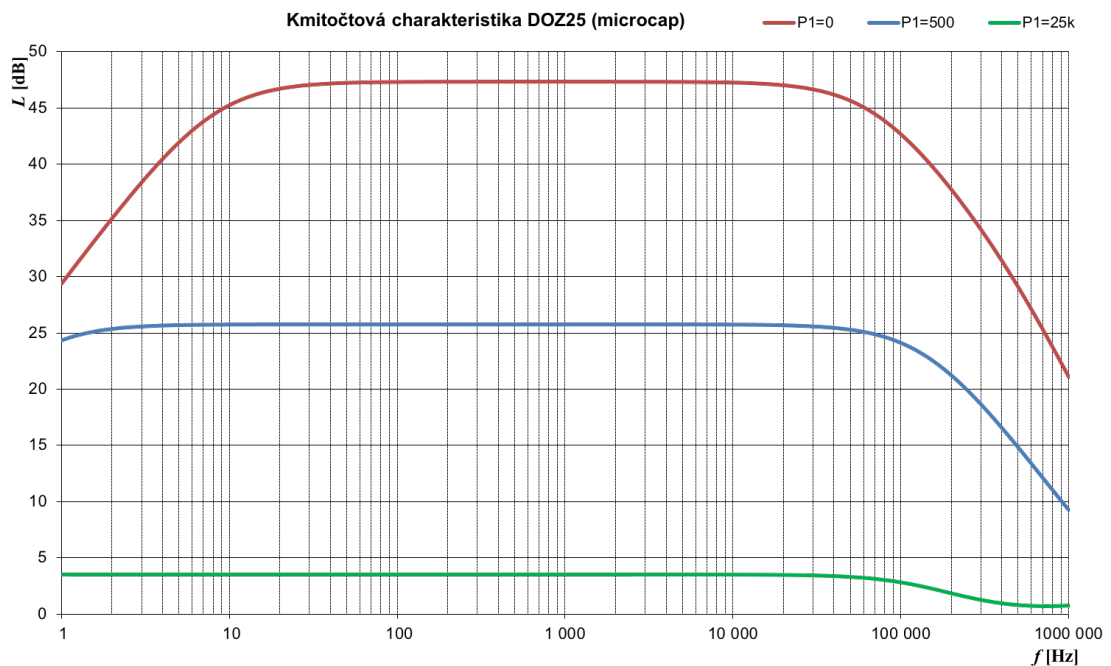
Schéma simulace obvodu v konfiguraci Closed loop pro měření zisku zesilovače ve frekvenčním spektru 1–100 MHz je uvedeno na Obr. 5-13. Na vstupní svorky je připojen zdroj sinusového napětí se seriovým odporem R_s , který představuje výstupní impedanci zdroje signálu. V konfiguraci closed loop je obvod v reálně pracovním zapojení se zavedenou zápornou zpětnou vazbou. Na výstupních svorkách je použit zatěžovací rezistor R_L o hodnotě 10 K, což by měla být typická vstupní impedance linkového vstupu. Ta by v porovnání s výstupní impedancí OZ měla být mnohonásobně vyšší, takže by jej neměla ovlivňovat.

Napětíové zesílení A_u je měřeno jako poměr výstupního napětí ke vstupnímu a hodnoty jsou výsledně vyjádřeny v jednotce dB. Simulace frekvenční

charakteristiky proběhla při nastavení potenciometru P1 na $0\ \Omega$, $500\ \Omega$ a $25\ \text{k}\Omega$. Výsledná frekvenční charakteristika při jednotlivých nastaveních P1 je na Obr. 5-14. Z naměřených charakteristik lze odvodit výsledný rozsah zisku zesilovače. Ten pro $P1 = 25\ \text{k}\Omega$ vychází 3 dB (zelená křivka), pro $P1 = 500\ \Omega$, odpovídá zisk 25 dB (modrá křivka) a hodnotě $P1 = 0\ \Omega$ odpovídá zisk 48 dB (červená křivka). Při nastaveném zisku má zesilovač horní mezní frekvenci přibližně 150 kHz.

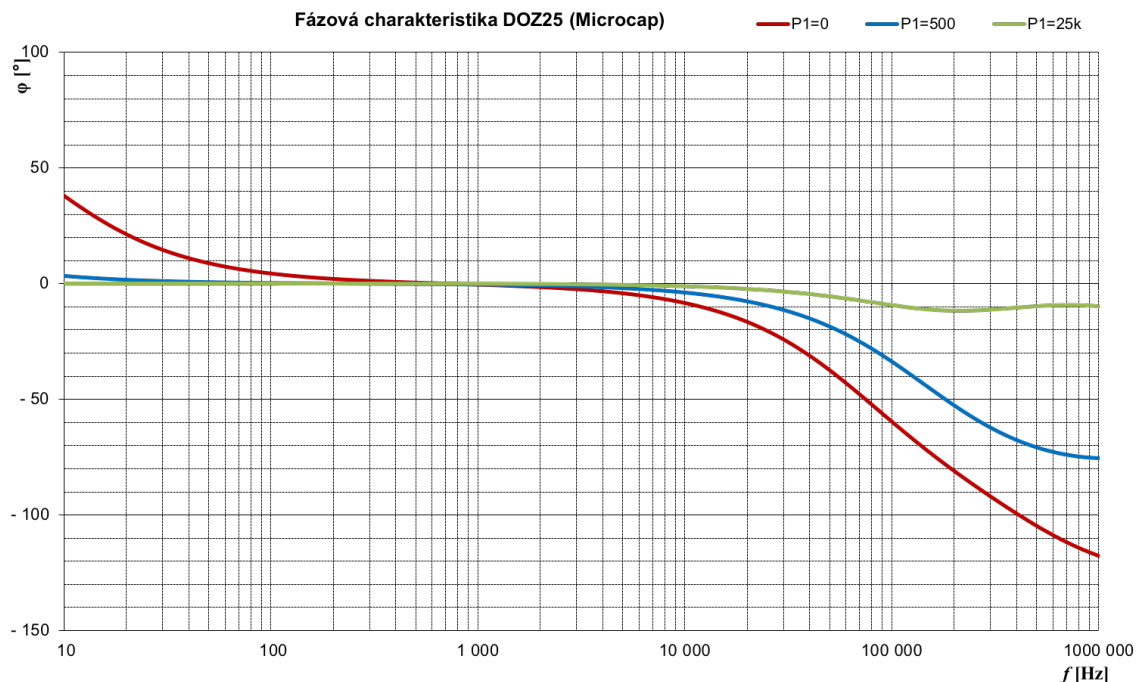


Obr. 5-13 Obvod pro simulaci uzavřené smyčky



Obr. 5-14 Kmitočtová charakteristika při různých nastaveních zisku

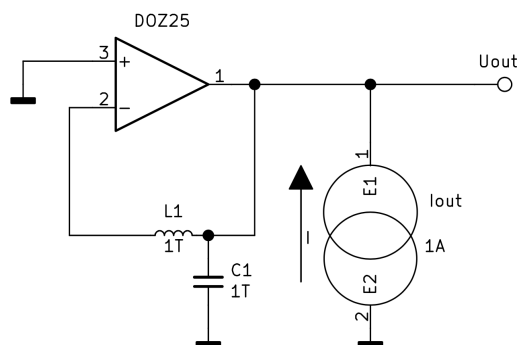
Fázová charakteristika je na Obr. 5-15. Je vidět, že s navyšujícím se ziskem dochází k celkovému většímu fázovému posuvu, nicméně fázová charakteristika při zisku 25 dB (modrá křivka) je vyhovující.



Obr. 5-15 Fázová charakteristika DOZ25

Simulace výstupní impedance OZ (Open loop)

Zjednodušený obvod na měření výstupní impedance Z_o v konfiguraci Open loop je na Obr. 5-16.



Obr. 5-16 Obvod pro simulaci výstupní impedance

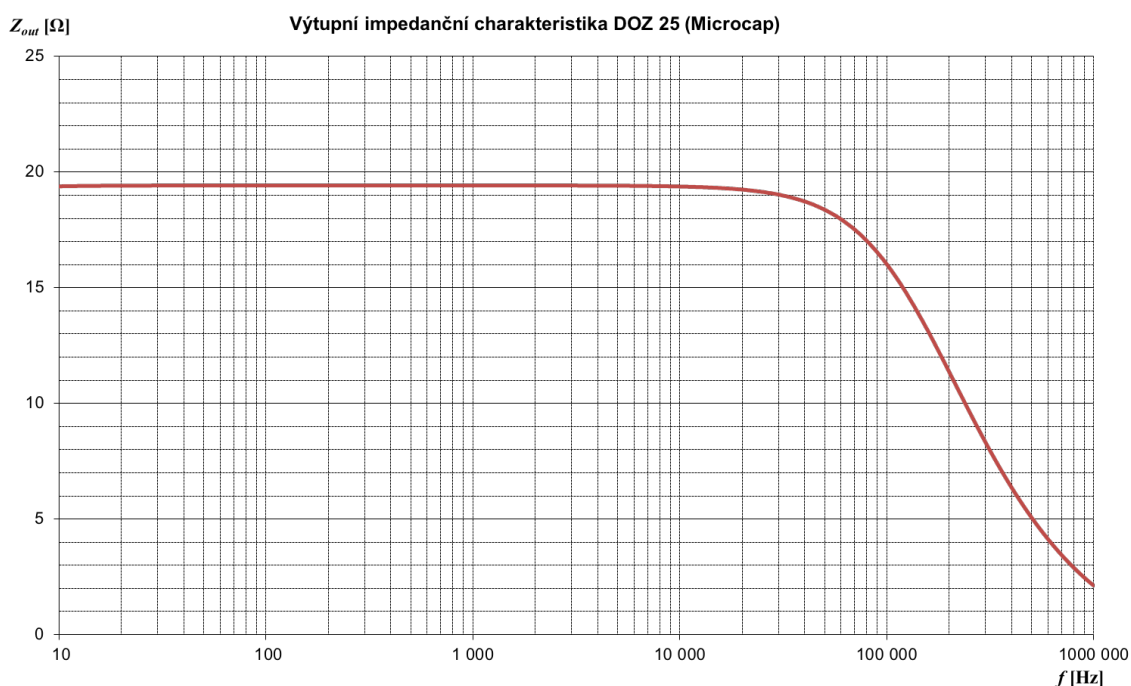
Obvod používá velmi vysoké hodnoty indukčnosti $L1 = 1 \text{ TH}$ a kondenzátoru $C1 = 1 \text{ TF}$ v záporné zpětné vazbě. Cívka o vysoké indukčnosti zajišťuje jednotkové zesílení pro signál prakticky stejnosměrný. To umožňuje měřit impedanci v šířce požadovaného frekvenčního pásma. Kondenzátor $C1$ působí jako velká impedance

pro stejnosměrné signály a připojuje invertující vstup OZ na stejný potenciál jako neinvertující vstup pro požadovanou šířku měřeného frekvenčního pásma.

Jako Zdroj proudu I_1 je použit ideální model s nastavenou hodnotou střídavého proudu 1 A. Výstupní impedance lze dopočítat jednoduše:

$$Z_0 = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{1A} = V_{OUT} \quad (5.7)$$

Výstupní impedance se rovná hodnotě napětí na výstupu za předpokladu, že proud je 1 A. Impedanční charakteristika byla změřená v rozsahu frekvencí 1–10 MHz. Impedance na 1 kHz vychází přibližně 17 Ω . Výsledná impedanční charakteristika viz Obr. 5-17, zobrazuje naměřenou výstupní impedanci kolem 20 Ω . Jedná se o hodnotu naměřenou při nastavení potenciometru $P1 = 500 \Omega$, tedy zisku 25dB.



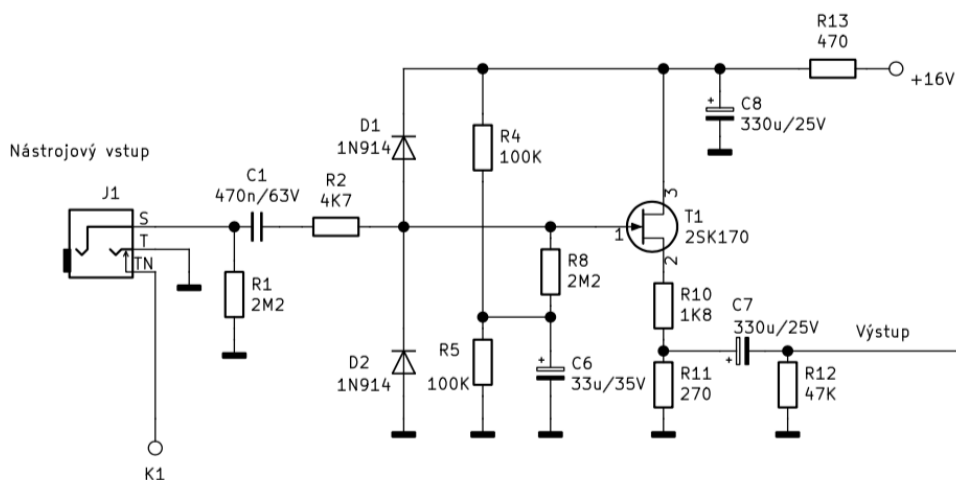
Obr. 5-17 Impedanční charakteristika výstupu DOZ25

5.3 Nástrojový vstup

Elektroakustické nástroje typu kytara, baskytara, apod. mají velkou výstupní impedanci díky elektromagnetickému snímači. Nástroje s pasivními snímači mívají výstupní impedanci mezi 5 až 20 k Ω naměřenou při frekvenci 400 Hz nebo 1 kHz. Jako následek nepřiměřeně malé vstupní impedance předzesilovače může být signál hudebního nástroje znehodnocen. U nástrojů s aktivní elektronikou bývá výstupní

impedance nižší. Efektivní hodnota výstupního napětí se pohybuje v rozmezí [50mV, 700 mV].

Požadavek tedy byl navrhnout zesilovač s dostatečnou vstupní a malou výstupní impedancí. Mimo použití transformátoru nejlépe splňuje tento požadavek JFET tranzistor v zapojení se společným drainem (obdoba emitorového sledovače). Zapojení zesilovače je na Obr. 5-18.



Obr. 5-18 Schéma zapojení nástrojového vstupu

Vstupní impedance je dána paralelní kombinací rezistorů R1 a R8, tedy celkem 1,1 MΩ. Samotná vstupní impedance tranzistoru se neuplatní, protože je mnohonásobně vyšší. Diody D1 a D2 fungují jako ochrana před napětovou špičkou větší než ± 1 V, ideální se jeví typ 1N914, který má prahové napětí 1 V a rychlou dobu zotavení max 4 ns. Rezistor R2 funguje jako omezovač proudu a zároveň jako ochrana diod v případě, že by byl na vstupu připojený tvrdý zdroj napětí. Rezistory R10 a R11 nastavují pracovní bod tranzistoru. R4 a R5 vytváří symetrický dělič, který přivádí polovinu napájecího napětí na gate tranzistoru $U_G/2 = \text{cca } 4,3$ V. Rezistorem R8 neteče prakticky žádný stejnosměrný proud, proto na něm nevzniká úbytek. Kondenzátor C6 připojuje gate na signálovou zem a filtruje předpětí. Kondenzátor C8 spolu s rezistorem R22 zajišťují dodatečnou filtraci napájecího napětí, tvoří dolní propust. Kondenzátor C5 stejnosměrně odděluje výstup od následujícího stupně. Byl použit nízkošumový tranzistor typu JFET firmy Toshiba s označením 2SK170BL. Jeho důležité technické parametry jsou následující:

vstupní kapacita $C_{GS} = 30$ pF,

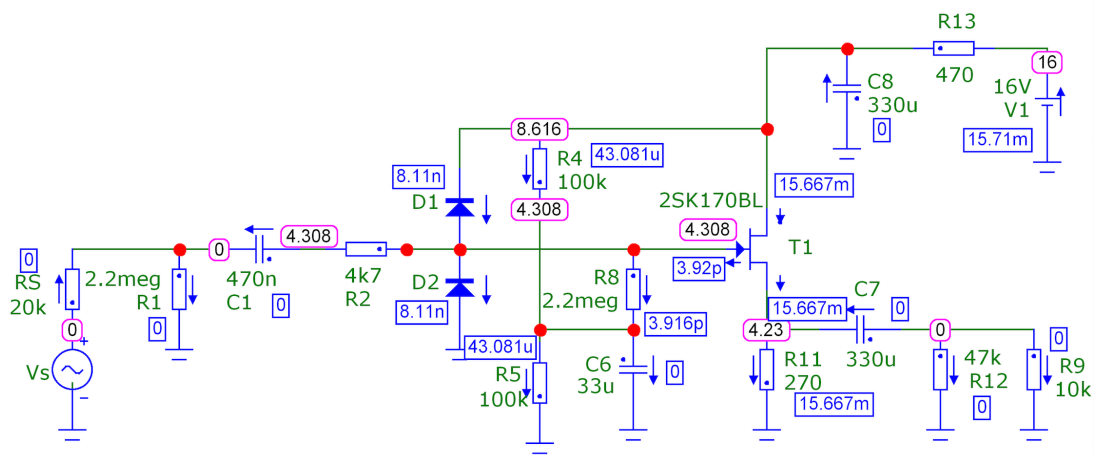
napětí gate-source $U_{GSoff} = -1,5$ V,

vysoká vstupní impedance $I_{GSS} = 1$ nA (max),

maximální proud drainem $I_{DSS} = 20$ mA (min), při $U_{DS} = 10$ V, $U_{GS} = 0$ V.

5.3.1 Simulace obvodu nástrojového vstupu

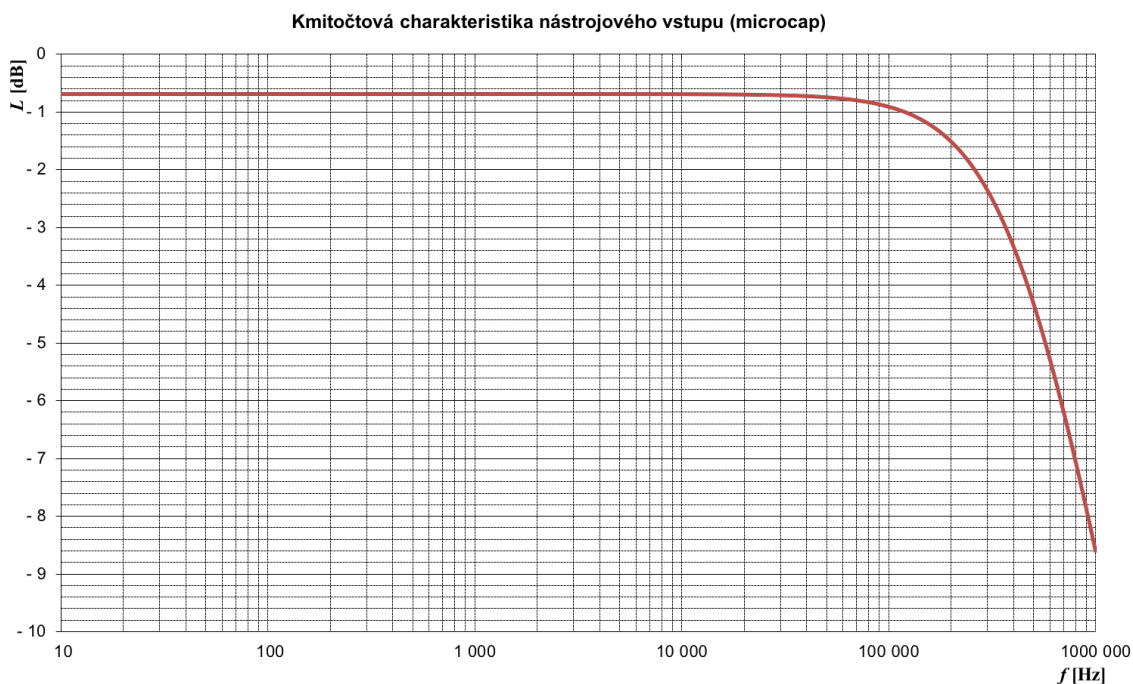
Byla provedena v simulačním programu microcap. Na Obr. 5-19 jsou vidět napětové a proudové poměry v obvodu. Jako vstupní budící impedance byl použit sinusový generátor s vnitřním odporem $20\text{ k}\Omega$, což přibližně odpovídá největší možné výstupní impedanci nástroje.



Obr. 5-19 Obvod nástrojového vstupu v simulační programu Microcap

Kmitočtová charakteristika

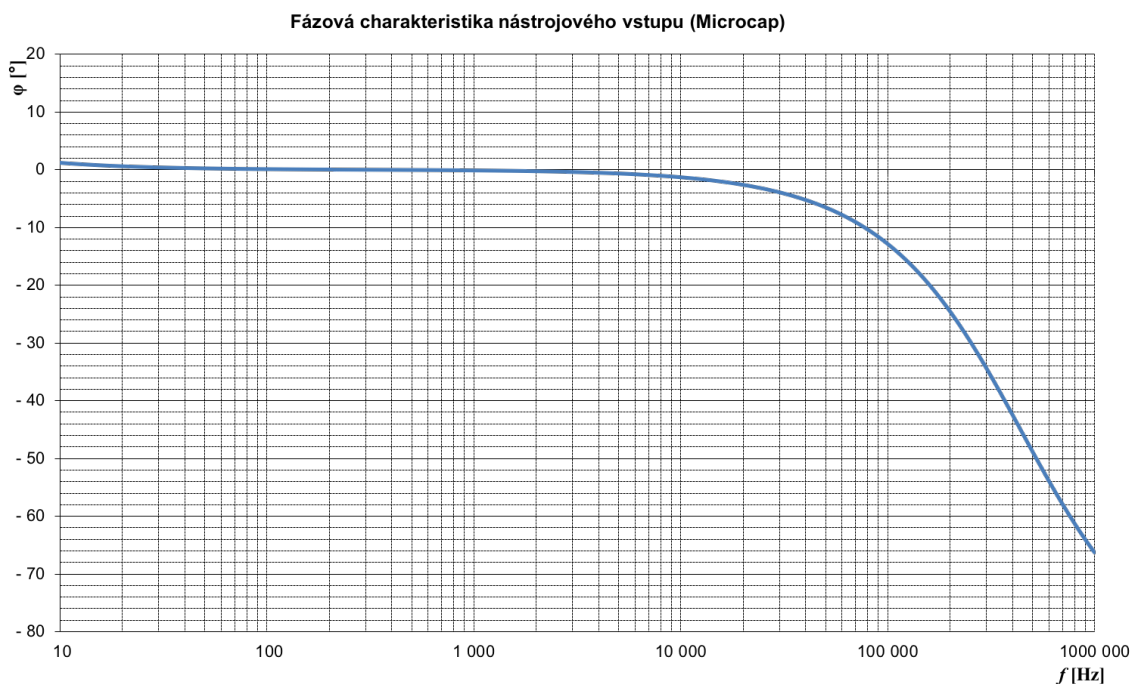
Výsledná kmitočtová charakteristika jako výsledek simulace je na Obr. 5-20.



Obr. 5-20 Kmitočtová charakteristika nástrojového vstupu

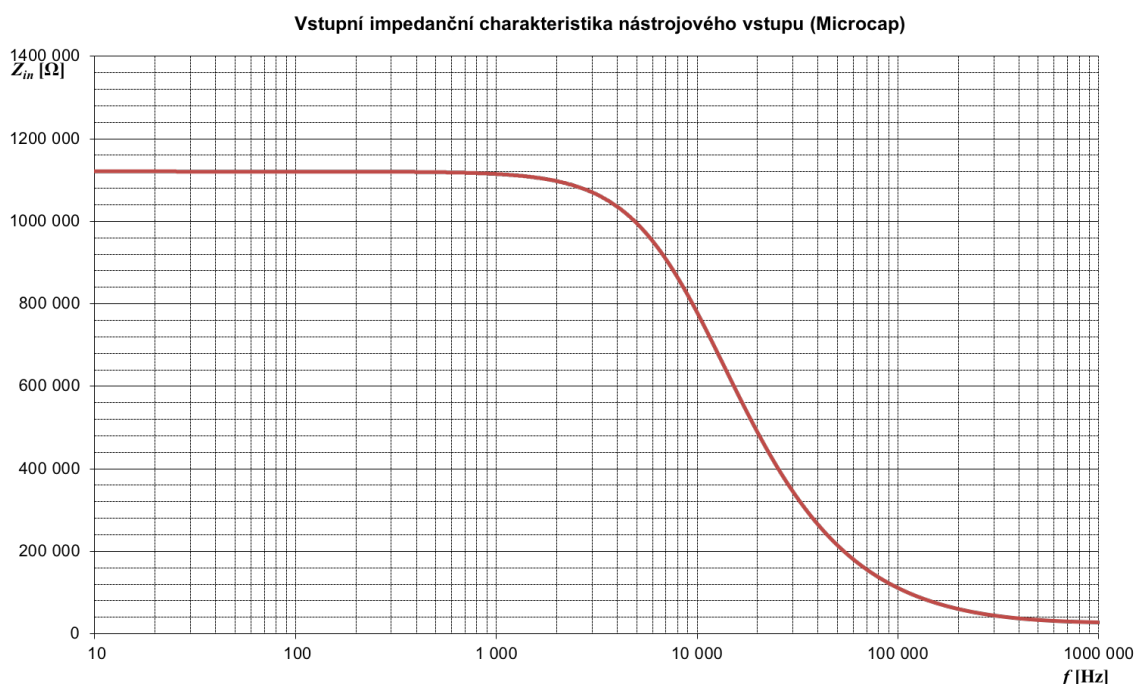
Horní mezní frekvence sahá až ke 400 kHz, je dána pouze vstupní kapacitou tranzistoru v poměru ke výstupní impedanci zdroje signálu, případně sériovou hodnotou odporu (R_2). Dolní mezní frekvence je dána pouze kapacitou kondenzátorů v sérii signálové cesty. Ty jsou dimenzovány tak, aby nedocházelo k poklesu prakticky vůbec.

Fázová charakteristika je v akustickém frekvenčním pásmu prakticky bez posuvu, na frekvenci 20kHz dochází k posuvu fáze poze o 2° na 100kHz je to přibližně 16° , celkový průběh je vidět na Obr. 5-21.



Obr. 5-21 Fázová charakteristika nástrojového vstupu

Vstupní impedance je důležitým parametrem nástrojového vstupu, a jelikož je hodnota výstupní impedance zdroje signálu může být v řádu desítek $k\Omega$, bylo potřeba dosáhnout impedance alespoň $1M\Omega$. Simulace proběhla při zdroji signálu V_s a zapojeném sériovém odporu $R_s = 20\ k\Omega$, který představoval výstupní impedance zdroje signálu(kytary). Hodnotu impedance je možné vyjádřit podílem napětí a proudu na zdroji signálu (V_s) tedy výsledná křivka je funkcí $v(V_s)/i(V_s)$. Většinou se vstupní impedance udává pro frekvenci 1 kHz, tady vychází přibližně $1,1\ M\Omega$, což splňuje podmínku pro minimálně 10x větší impedanci vstupu než zdroje signálu.

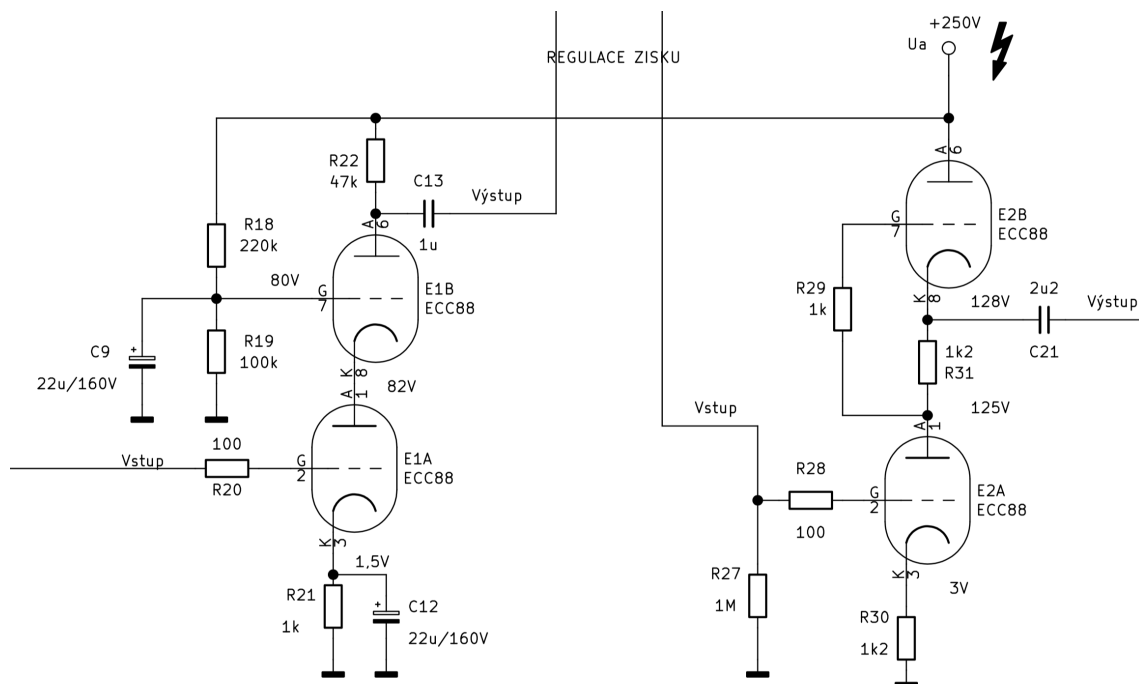


Obr. 5-22 Vstupní impedanční charakteristika nástrojového vstupu

5.4 Elektronková část

Pro dosažení celkového zisku předzesilovače 60 dB je třeba, aby elektronková část zprostředkovala zisk 50 dB a stejně jako polovodičová část, aby neobracela fázi výstupního signálu proti vstupnímu, jinak by došlo při směšování jednotlivých větví k odečítání signálu.

Celé zapojení elektronkové části předzesilovače bylo koncipováno tak, aby v prvním stupni byl soustředěn co největší zisk (kvůli dodržení dobrých šumových vlastností), velký vstupní odpor a dostatečná šířka přenášeného pásma, která by nedegradovala polovodičovou část při směšování. Pro tento účel se hodí zapojení typu kaskoda (triody zapojené v kaskádě), která se vyznačuje velkým ziskem a velmi širokým přenášeným frekvenčním pásmem. Na následující stupeň byl požadavek středně velkého zesílení, širokopásmový přenos odpovídající i předchozímu stupni a malý výstupní odpor. Tomuto zadání odpovídá zapojení typu SRPP, celé zapojení je na Obr. 5-23.



Obr. 5-23 Schéma elektronkové části předzesilovače

5.4.1 Kaskoda

Kaskoda je elektronický obvod tvořený dvěma triodami, nebo v moderním obvodovém pojetí - dvěma nebo více polovodiči – JFET tranzistory.

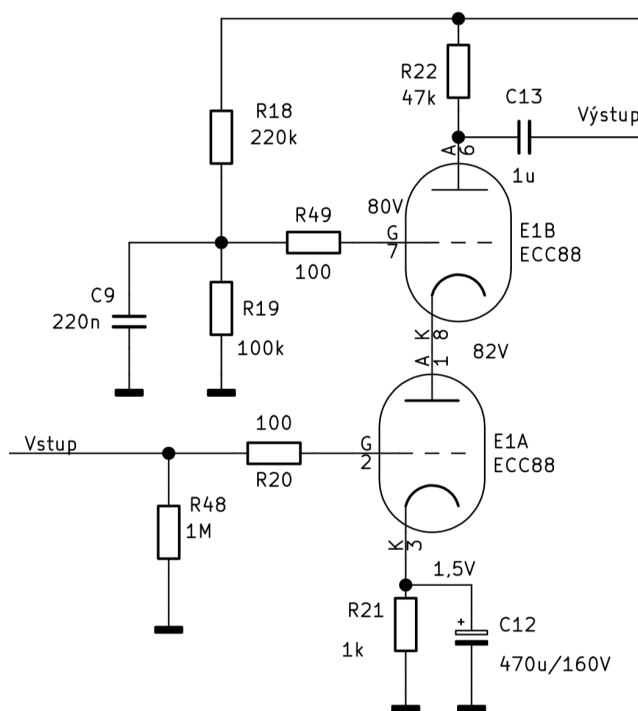
Její původní uplatnění bylo již známo z aplikací VF zesilovačů (zejména tunerů televizorů) nebo v měřící technice. Obvodově má díky svým výborným přenosovým vlastnostem stále uplatnění v širokopásmových zesilovačích pro rozličné aplikace, a proto byla použita i ve vstupním obvodu mikrofonního předzesilovače určeného pro použití v profesionální nahrávací technice.

Základní "zvýhodňující" parametry oproti jiným obvodovým řešením jsou:

- zjednodušení (eliminace počtu stupňů),
- dosažení vysoké úrovně zisku,
- širokopásmovost,
- minimalizace vstupní kapacity (eliminace tzv. Millerova efektu),
- vysoký vstupní odpor,
- optimalizace šumu 1. stupně zesilovače,
- stabilita obvodového řešení,
- absence zpětných vazeb,
- minimalizace fázového, nelineárního a intermodulačního zkreslení.

Spodní elektronka je v zapojení se společnou katodou, její zisk je však výrazně eliminován z důvodu nízkoimpedančního zatížení horní elektronkou, která je v zapojení se společnou mřížkou. Anoda spodní elektronky je tedy přímo spojena s katodou horní. Anoda triody E1a je zatížena katodou triody E1b.

Zapojení má stejnou charakteristiku jako pentoda, zahrnuje v sobě výhody pentody, ale potlačuje její nevýhody – má nižší šum než pentoda. Mřížka horní elektronky představuje funkčně druhou (stínicí) mřížku pentody. Schéma navrženého obvodu kaskody je na Obr. 5-24.



Obr. 5-24 Vstupní část elektronkového kaskodového zesilovače

Elektronka E1a pracuje do zátěže, kterou představuje impedance katody elektronky E1b (ta je obvykle poměrně malá – stovky ohmů). E1a tedy pracuje jako transkduktanční zesilovač (převádí napětí na proud) a řídí proud tekoucí elektronkou E1b. Elektronka E1a má velmi malý zisk z čehož plyne, že efekt Millerovy kapacity je minimální. Malý zisk triody E1a také výrazně snižuje všechny druhy zkreslení a podílí se na vytváření příznivého šumového čísla druhého stupně. Většina zisku je tvořena horní triodou, do níž je jejíž katody je přiváděn vstupní signál a mřížka je pro střídavé signály uzemněna. Jedná se tedy o zapojení se společnou mřížkou, ta brání katodě ve změnách napětí na anodě, takže vstupní kapacita této elektronky je taky velmi malá. Díky těmto vlastnostem je dosaženo přenosu ve velmi širokém frekvenčním spektru. Elektronka E1a otáčí fází, horní elektronka E1b je pak buzena signálem z katody, fází tedy neotáčí. Ve výsledku je tedy signál na výstupu zapojení

v protifázi se vstupním. Napětí na anodě E1a závisí na mřížkovém předpětí E1b, jelikož na katodě bude vždy o něco větší napětí než na mřížce téže elektronky.

Pro zjednodušení obsahují následující proměnné, vztahující se k dolní elektronce E1a, dolní index s číslem 1 a pro elektronku E1b s číslem 2.

Mřížkové předpětí elektronky E1b je vhodné volit v okolí hodnoty 1/3 anodového napětí a nemělo by sahat hodně pod 80 V, jinak se většina triod v tomto zapojení chová nestabilně.

Výběr elektronky pro první stupeň kaskodového předzesilovače:

S ohledem na specifické parametry vstupní části kaskody byly jako určující parametry zvoleny:

- vysoké μ ,
- vysoká strmost,
- malé vnitřní a vstupní kapacity,
- nízké šumové číslo,
- lineární přenosová funkce pro malá anodová napětí,
- dvojité trioda,
- obnovená výroba.

Z řady dostupných dvojitých triod, které jsou opět zařazeny do výroby, byla zvolena E88CC (ekvivalent 6DJ8, 6992).

Grafický návrh nákresem do anodových charakteristik elektronky

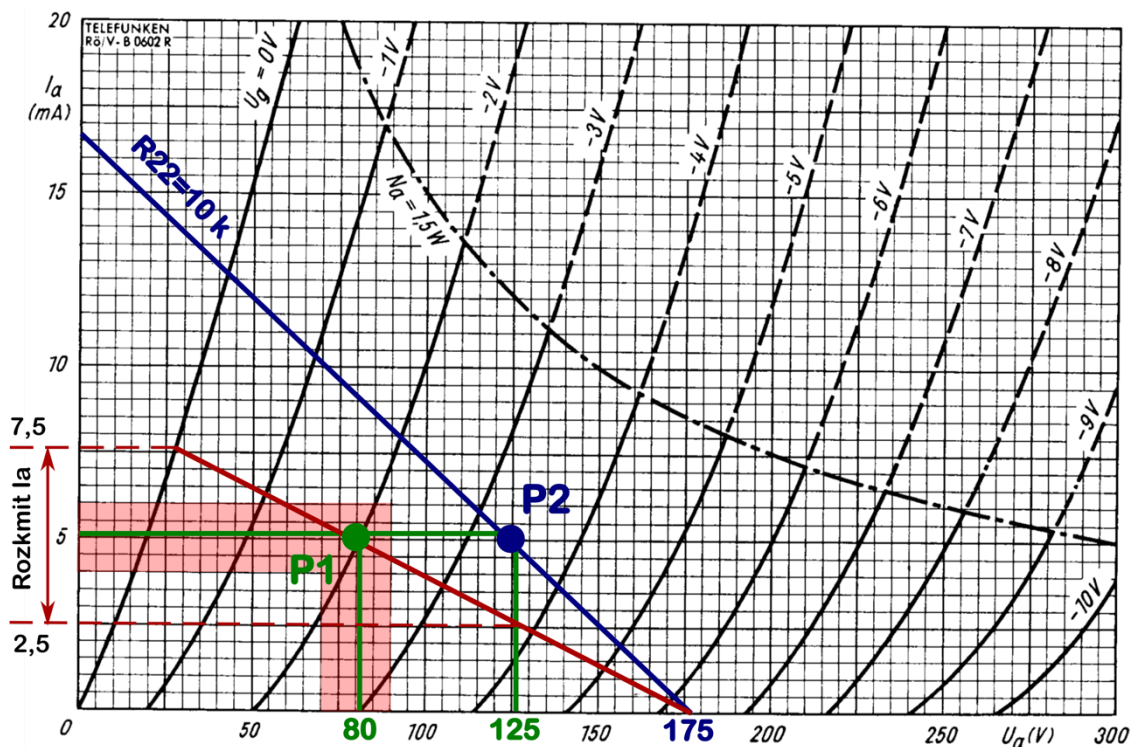
Zadávacím parametrem pro návrh vstupní části je požadavek na zpracování maximální efektivní úrovně signálu z mikrofónu. Ta byla stanovena na 700 mV, vyšší hodnoty je možné utlumit padem. Při napětí 700 mV dochází převodem transformátoru k zesílení o 6 dB na 1,4 V, tato hodnota tedy bude na vstupu kaskody. Pro nastavení pracovního bodu je třeba převést efektivní hodnotu na špičkovou podle rovnice (5.8).

$$U_{peak} = U_{ef} \cdot 1,414 = 1,4 \cdot 1,414 = 1,98V \quad (5.8)$$

To je minimální hodnota, na kterou bude třeba nastavit záporné předpětí mřížky, aby nedocházelo ke zkreslení. Hodnota byla stanovena na $U_{g1} = -2$ V. Zároveň platí, že spodní stupeň kaskody E1a nebude mít větší zesílení než 3 dB ($A = 1,41$), proto se na vstupu horní elektronky E1b může objevit maximálně $U = 1,4 \cdot 1,98 = 2,79$ V.

Aby byl zpracován i tento signál bez zkreslení, bylo předpětí horní elektronky E1b zvoleno $U_{g2} = -3,5$ V a nastaveno děličem R18, R19.

Anodová charakteristika se zakrasleným grafickým návrhem je na Obr. 5-17.



Obr. 5-25 Grafický návrh pracovního bodu kaskody (převzato z [16])

Hodnota napájecího anodového napětí byla zvolena z praxe 270 V po filtraci.

Z anodových charakteristik pro $U_{g1} = -2$ V zvolíme nejnižší hodnotu I_a v oblasti mřížkových křivek, kde ještě nedochází k deformaci, čemuž odpovídá hodnota 5 mA (a více). Tato hodnota byla zvolena jako klidový pracovní proud.

Na křivce $U_g = -2$ označíme průsečík předpětové křivky $U_g = -2$ V a klidového anodového proudu $I_a = 5$ mA, kde vyznačíme pracovní bod P1.

Vypočteme hodnotu katodového odporu R_{21} z hodnot pracovního bodu P1 podle:

$$R_{21} = \frac{U_{g1}}{I_a} = \frac{2}{0,005} = 400 \, \Omega \quad (5.9)$$

Zvolíme nejbližší hodnotu 390 Ω . Dále zvolíme hodnotu anodového odporu R_{22} s ohledem na optimální zisk na jedné straně a malé ovlivnění zátěže potenciometrem regulace zisku na straně druhé. Jelikož výstupní impedance kaskody je prakticky dána anodovým odporem R_{22} a potenciometr P2 má hodnotu 100 k Ω je třeba volit hodnotu R_{22} 10krát menší, tedy cca 10 k Ω , aby nedocházelo k nechtěnému útlumu. Hodnotu úbytku na anodovém odporu vypočteme následovně:

$$U_{R22} = U_N - (R_{22} \cdot I_a) = 270 - (10\,000 \cdot 0,005) = 50V \quad (5.10)$$

Z anodové charakteristiky již známe hodnotu anodového napětí spodní elektronky E_{1a} , která byla také ověřena simulací v programu microcap a dále ověřena na

funkčním vzorku a je v intervalu 80 až 90 V (v grafu anodových charakteristik zvoleno jako bod 80V se zobrazeným rozptylem parametrů elektronky E88CC – světle červená obast).

Z již známých hodnot úbytků v kaskodě, vypočteme hodnotu anodového napětí U_{a2} na horní triodě.

$$U_{a2} = U_N - U_{g1} - U_{a1} - U_{R22} = 270 - 2 - 90 - 50 = 125 \text{ V} \quad (5.11)$$

Vyneseme v grafu vertikální přímkou z hodnoty anodového napětí 125 V a průsečík s anodovým proudem 5 mA bude pracovní bod P2 horní elektronky E1b v průsečíku předpětí křivky $U_g = -3,5 \text{ V}$, tato hodnota tvoří předpětí mřížky elektronky E1b.

Vypočteme hodnoty děliče R18 a R19 pro předpětí $U_{g2} = -3,5 \text{ V}$. Protože mřížka triody neodebírá prakticky žádný proud (řádově μA), je celkový proud tvořen pouze celkovou hodnotou odporu děliče. Velikost celkového odporu děliče je vhodné zvolit tak, aby ze zdroje neodebíral nepřiměřený proud. Jde pouze o vytvoření napětíové reference pro mřížku elektronky.

Protože na katodě triody E1b je napětí 92 V (ověřeno na funkčním vzorku), musí být hodnota napětí U_{g2} o 3,5 V nižší, tedy 92 V. Pro horní resistor R18 by měla vyhovovat hodnota 220 k Ω a seriový odpor R19 lze dopočítat podle rovnice 5.12.

$$R_{19} = \frac{R_{18} \cdot U_{g2}}{(U_a - U_{g2})} = \frac{220 \cdot 10^3 \cdot 89}{270 - 89} = 97 \text{ k}\Omega \quad (5.12)$$

Dělič, který vytváří mřížkové předpětí pro elektronku E1b nesmí tvořit celkový odpor vůči signálové zemi větší než 1 M Ω , dle specifikací elektronky E88CC.

Odpor je dán paralelní kombinací obou rezistorů (R18 a R19) $220 \text{ k} \parallel 100 \text{ k} = 68,8 \text{ k}\Omega$. Je třeba, aby byla mřížka střídavě spojena se signálovou zemí, proto je paralelně k rezistoru R19 zapojen kondenzátor C9. Pro celé akustické pásmo se vypočítá minimální vhodná kapacita, například pro mezní frekvenci 10 Hz:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_m} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 68,8 \cdot 10^3 \cdot 10} = 0,23 \mu\text{F} \quad (5.13)$$

Výhodou je, že vyšší hodnota odporu R18 bude mít navíc filtrační účinek pro přivedené napětí z anodového zdroje, protože odpor R18 spolu s kondenzátorem C9 tvoří RC filtr dolní propusti s mezní frekvencí podle rovnice 5.14.

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{18} \cdot C_9} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 220 \, 000 \cdot 0,23 \cdot 10^{-6}} = 3,1 \text{ Hz} \quad (5.14)$$

Hodnota kondenzátoru C9 byla zvolena na 220 nF a mělo by jít o svítkový kondenzátor.

Mezní provozní stavy na charakteristice vyznačíme tak, že nakreslíme pomocnou zatěžovací přímku pro odpor R22. Je tedy třeba brát elektronku E1b jako samostatný stupeň se zatěžovacím odporem R22 a anodovým napětím $U_{R22} + U_{a2} = 50 + 125 = 175 \text{ V}$. Toto napětí bude odpovídat prvnímu krajnímu bodu zatěžovací přímky na ose x. Druhý krajní bod bude dán maximálním proudem, který může teoreticky obvodem téct. Což je při napětí na anodě 0 V, kdy veškerý úbytek, tedy 175 V, vzniká na odporu R22, což při 10 kΩ odporu způsobí následující proud:

$$I_{max} \frac{U_{R22} + U_a}{R_{22}} = \frac{50 + 125}{10} = 17,5 \text{ mA} \quad (5.15)$$

Další bod krajní bod zatěžovací přímky je tedy v místě nulového anodového napětí a proudu 17,5 mA. Pracovní oblast do limitace je vyznačena průsečíky na křivce $U_g = 0 \text{ V}$ a $U_g = -4 \text{ V}$, čemuž odpovídá dynamická změna I_a v intervalu 2,5 mA až 9 mA s klidovým stavem 5 mA.

Zapojení má velmi vysoký celkový vnitřní odpor $r_{a(casc)}$, Jeho hodnota odpovídá součinu r_a spodní elektronky E1a a výrazu $(\mu_2 + 1)$ popisující horní elektronku E1b.

$$r_{a(casc)} = r_{a1} \cdot (\mu_2 + 1) \quad (5.16)$$

Výstupní impedance Z_{out} je dána paralelní kombinací vnitřního odporu celé kaskody $r_{a(casc)}$ a anodového odporu R_a .

$$Z_{out} = \frac{r_{a(casc)} \cdot R_a}{r_{a(casc)} + R_a} \quad (5.17)$$

Jelikož hodnota R_a bude o hodně nižší, je možné vzath zjednodušit na:

$$Z_{out} = R_a \approx 10 \text{ k}\Omega \quad (5.18)$$

Katodový kondenzátor potlačuje vliv zpětné vazby odporu R12, a jelikož s tímto odporem tvoří RC článek, je třeba, aby neomezoval přenos na nízkých frekvencích přenášeného pásma. Proto je mezní frekvence stanovena na 1 Hz a výpočet kapacity je následující:

$$C_{12} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{12} \cdot f_m} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 1} = 398 \text{ }\mu\text{F} \quad (5.19)$$

Byla zvolena nejbližší vyšší hodnota 470 μF .

Zisk celého zapojení roste se zvětšujícím napětím na mřížce E1b, s tím se také zvětšuje vodivost gm, ale snižuje se možná velikost rozkmitu na výstupu. Maximální střídavé napětí na výstupu je dáno rozdílem.

$$U_{max} = U_a - U_{g2} = 270 - 89 = 181V \quad (5.20)$$

Napětový zisk kaskody lze obecně spočítat následovně:

$$A = \frac{\mu_1(u_2 + 1)R_a}{R_a + r_{a2} + r_{a1}(\mu_2 + 1)} \quad (5.21)$$

Pokud jsou obě triody v kaskodě stejné, je možné vztah zjednodušit.

$$A = \frac{\mu(\mu + 1)R_a}{R_a + r_a(\mu + 2)} \approx g_m \cdot R_a \quad (5.22)$$

Pro výpočet zisku je třeba znát dynamické parametry triody v daném pracovním bodě, tedy zisk μ a vnitřní odpor neboli odpor anody r_a .

Výpočet dynamických parametrů elektronky E1a

Zisk μ_1 v pracovním bodě P1 je dán rozdílem anodového napětí U_{a1} při změně mřížkového předpětí U_{g1} , při konstantním I_a . Graficky se spočítá vynesáním horizontální přímkou odpovídající hodnotě klidového anodového proudu a ve zvoleném rozmezí se určí závislost změny anodového napětí U_a na změně předpětí U_g , výpočet je následující:

$$\mu_1 = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{g1}} = \frac{120 - 45}{2} = 37,5 \quad (5.23)$$

Odpor anody r_{a1} je dán tečnou (přímkou) k předpětové křivce v pracovním bodě, na které se ve zvoleném rozmezí vynesou závislost změny anodového napětí vůči změně anodového proudu.

$$r_{a1} = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{105 - 55}{10} = 5 \text{ k}\Omega \quad (5.24)$$

Výpočet dynamický parametrů elektronky E1b

Zisk μ_1 elektronky v pracovním bodě P2 se spočítá stejným způsobem jako u rovnice (5.25)

$$\mu_2 = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{g2}} = \frac{120 - 45}{2} = 37,5 \quad (5.25)$$

Výpočet odporu anody r_{a1} je následující:

$$r_{a1} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta I_{a2}} = \frac{105 - 55}{10} = 5 \text{ k}\Omega \quad (5.26)$$

Zisk celé kaskody je dán:

$$A = \frac{\mu_1(u_2 + 1)R_a}{R_a + r_{a2} + r_{a1}(\mu_2 + 1)} = \frac{37,5(32 + 1)10000}{10000 + 5000 + 5000(32 + 1)} \quad (5.27)$$

$$= 67,75 = 36 \text{ dB}$$

Jedná se o přibližnou hodnotu, která podléhá chybě při odečtu hodnot z anodových charakteristik a v praxi bude podléhat technickému stavu elektronky.

Vstupní kapacita kaskody je velmi malá, jelikož spodní trioda pracuje s velmi malým napěťovým ziskem a Millerova kapacita není problémem.

$$c_{in} = C_{gk} + C_{ga} \cdot A_1 \quad (5.28)$$

Zisk spodní elektronky je stejný jako zisk triodového stupně se společnou katodou, ale místo zatěžovacího anodového odporu je vnitřní odpor katody horní elektronky E1b:

$$A_1 = \frac{\mu_1 \cdot r_{k2}}{r_{a1} + r_{k2}} \quad (5.29)$$

kde r_{k2} se vypočítá podle:

$$r_{k2} = \frac{R_a + r_{a2}}{\mu_2 + 1} \quad (5.30)$$

Jelikož zisk A_1 bývá prakticky vždy kolem 1, lze vstupní kapacitu zjednodušit na:

$$C_{in} \approx C_{gk} + C_{ga} = 1,6 + 1,7 = 3,3 \text{ pF} \quad (5.31)$$

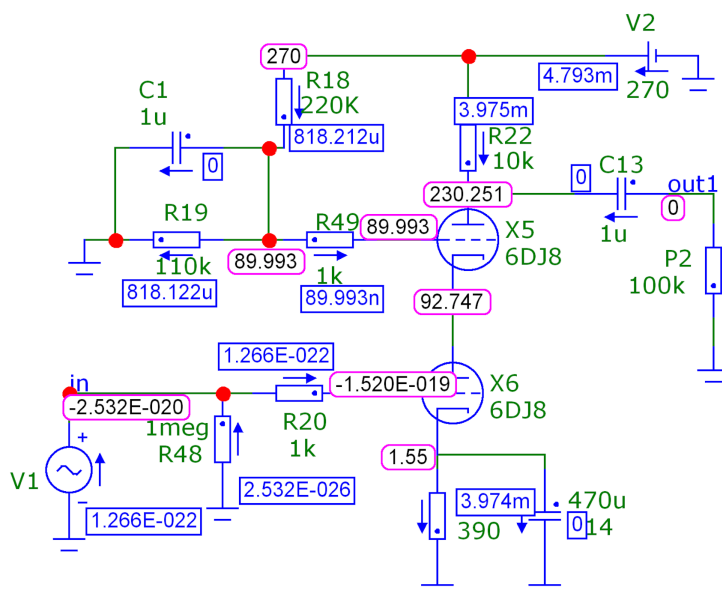
Mřížkový odpor R_{20} má dvě funkce, jednak vytváří spolu se vstupní kapacitou elektronky RC filtr dolní propusti proti rušení v kmitočty a dále omezuje limitaci mřížkovým proudem.

Výpočet mezní frekvence filtru, který tvoří odpor R_{20} se vstupní kapacitou C_{in} je následující:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{20} \cdot C_{in}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 270 \cdot 3,3 \cdot 10^{-12}} = 3,1 \text{ Hz} \quad (5.32)$$

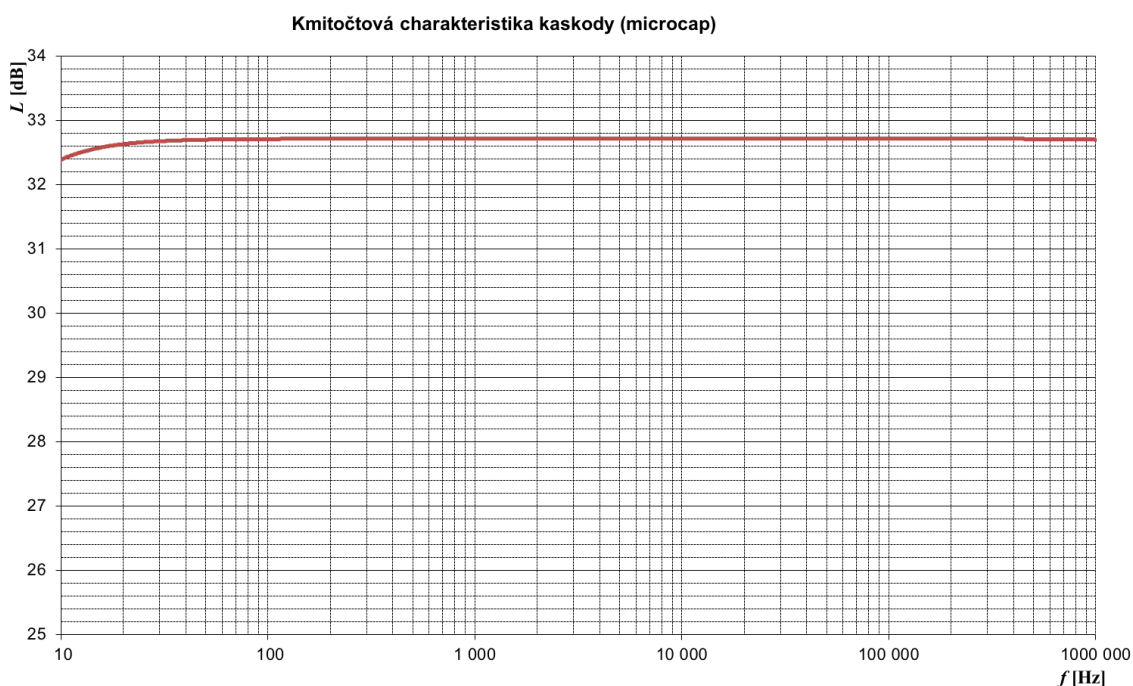
5.4.2 Simulace obvodu kaskodového stupně

Schéma simulovaného obvodu je na Obr. 5-26 a je zobrazeno včetně nameraných napětí a proudů v jednotlivých bodech.



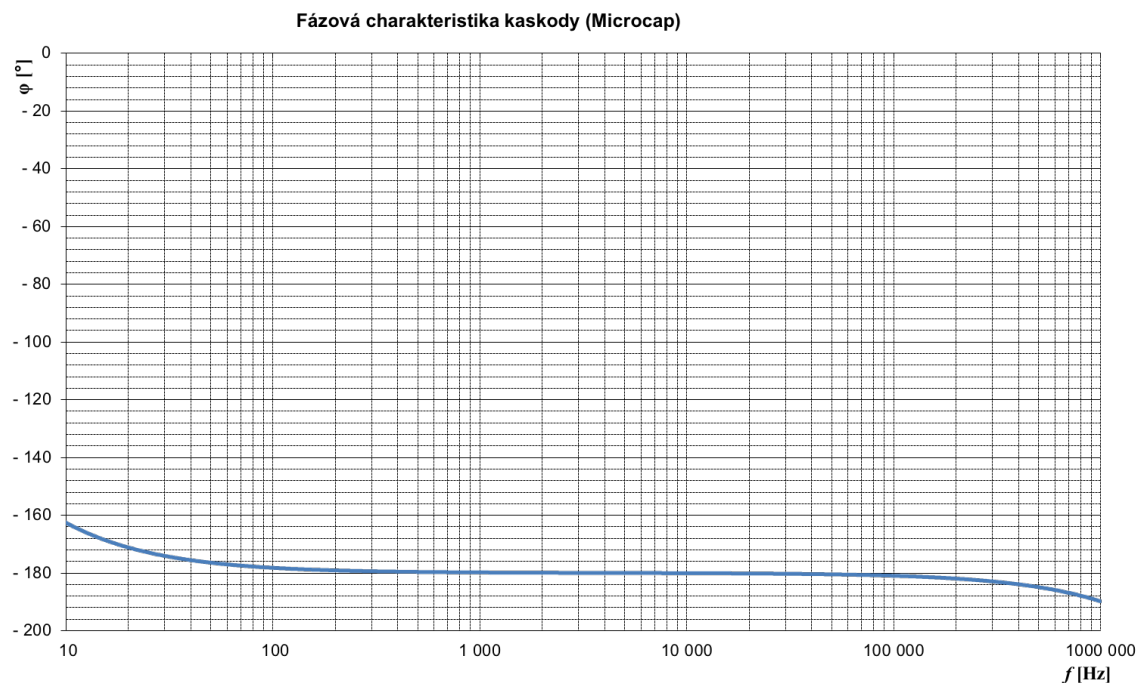
Obr. 5-26 Obvod kaskody v simulační programu Microcap

Frekvenční charakteristika stupně je na Obr. 5-27 a dle předpokládaných vlastností kaskody je velmi široká, mezní frekvence sahá až nad 1 MHz. Zisk stupně vychází přibližně 40 dB.



Obr. 5-27 Kmitočtová charakteristika kaskody

Fázová charakteristika ukazuje dle předpokladu fázový posuv 180° mezi vstupem a výstupem kaskody. V průběhu téměř celého požadovaného pásma (20 Hz až 80 kHz) je rovná.



Obr. 5-28 Fázová charakteristika kaskody

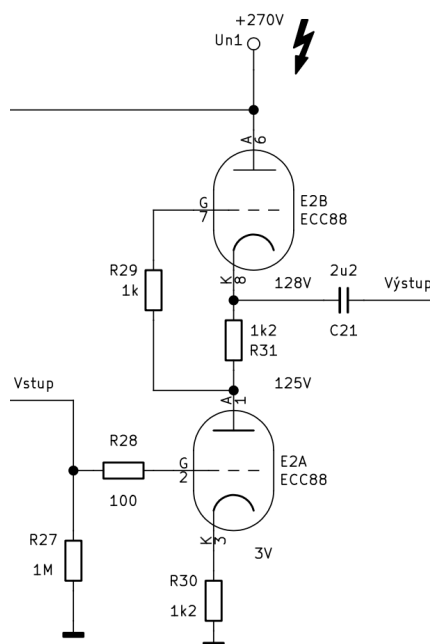
5.4.3 Elektronkový stupeň (SRPP)

Na druhý elektronkový stupeň byly kladeny následující požadavky:

- nízký výstupní odpor,
- schopnost zpracovat velký napěťový rozkmit na vstupu,
- středně velký zisk,
- otočení fáze (jelikož kaskoda otáčí fázi, bylo třeba znovu otočit fázi, aby byl signál ve stejné polaritě jako polovodičová část na výstupu),
- dobré šumové vlastnosti,
- použití elektronky ze současné produkce,
- širokopásmový přenos.

Zapojení, které splňuje tyto požadavky se nazývá SRPP (Shunt regulated push pull). Je na první pohled podobné kaskodě, ale vyznačuje se jinými vlastnostmi. Toto zapojení bylo dříve populární v televizních obvodech, protože bylo schopno dodávat poměrně velký proud do velkých kapacitních zátěží. Oproti běžnému elektronkovému stupni je místo anodového odporu spodní elektronky zapojena další elektronka. Jedná

se o zapojení s aktivní zátěží, díky kterému je možné dosáhnout výstupního signálu s velmi dobrou symetrií kolem středu napájecího napětí. Pro splnění této podmínky je třeba dodržet stejné hodnoty odporů R31 a R30. Stupeň SRPP otáčí fázi vstupního signálu a má oproti kaskodě o něco menší zisk (kolem 15 dB). Výhodou je naopak nízký výstupní odpor, proto je vhodný jako poslední stupeň elektronkové části. Z hlediska požadavku zpracovat větší rozkmit signálu na vstupu bylo třeba vybrat elektronku podle anodových charakteristik. Jako nejvhodnější se jeví typ ECC802, kde lineární pracovní oblast je předurčena pro mnohem vyšší rozkmity na vstupu než u elektronky E88CC. Elektronka ECC802 má poměrně malý vnitřní odpor a nižší zisk, což tomuto účelu vyhovuje. Zapojení použitého obvodu SRPP je na Obr. 5-29.



Obr. 5-29 Elektronkový stupeň SRPP

Vstupní impedance obvodu odpovídá hodnotě odporu R27, tedy 1 MΩ.

Rezistor R28 působí jako vstupní VF filtr a společně se vstupní kapacitou elektronky omezuje limitaci mřížkovým proudem.

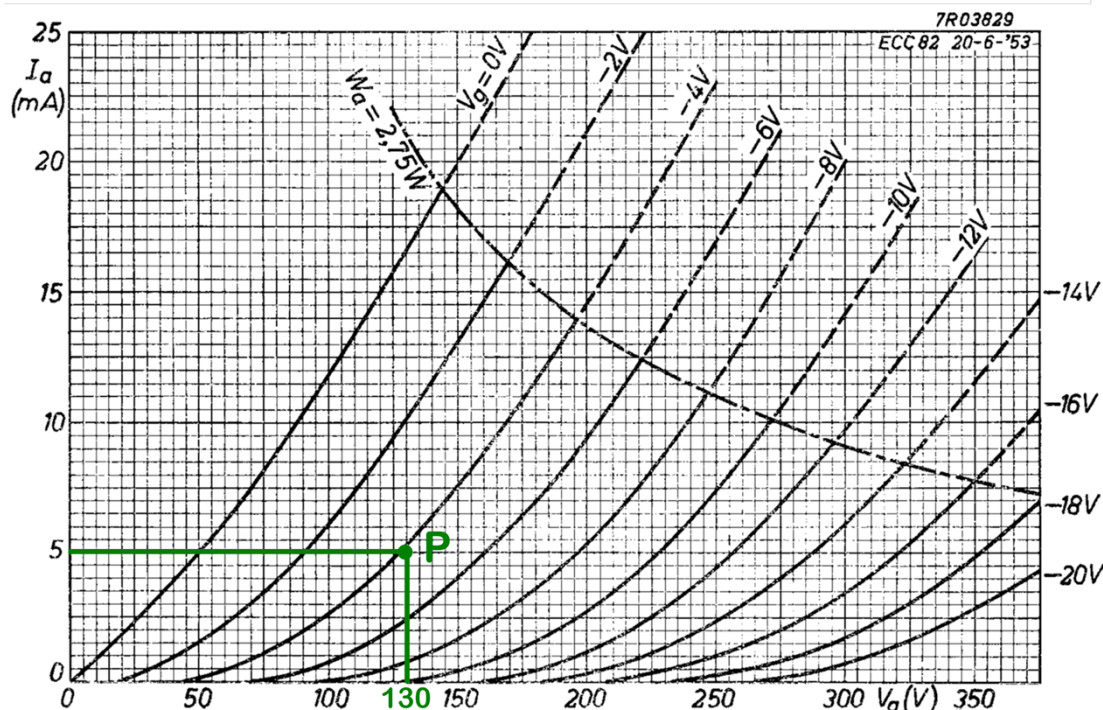
Zisk stupně SRPP bez použití katodového kondenzátoru se spočítá podle:

$$A = \frac{\mu_1 \cdot r_{a2} + R_{k2}(u_2 + 1)}{[r_{a1} + R_{k2}(u_2 + 1)] + [r_{a2} + R_{k2}(u_2 + 1)]} \quad (5.33)$$

Jelikož katodový odpor obou triod je stejný a zároveň platí $\mu_1 = \mu_2$, lze vztah zjednodušit na:

$$A = \frac{\mu}{2} \quad (5.34)$$

Grafický návrh pracovního bodu elektronky ECC82 ve stupni SRPP je zakreslen v anodové charakteristice na Obr. 5-30.



Obr. 5-30 Grafický návrh pracovního bodu zapojení SRPP (převzato z [17])

Dynamické parametry zisk μ a vnitřní odpor r_a v pracovním bodě P jsou vyjádřeny následovně:

$$\mu_2 = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} = \frac{160 - 90}{6 - 2} = 17,5 \quad (5.35)$$

$$r_{a1} = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{100 - 150}{7,5 - 2,5} = 10 \text{ k}\Omega \quad (5.36)$$

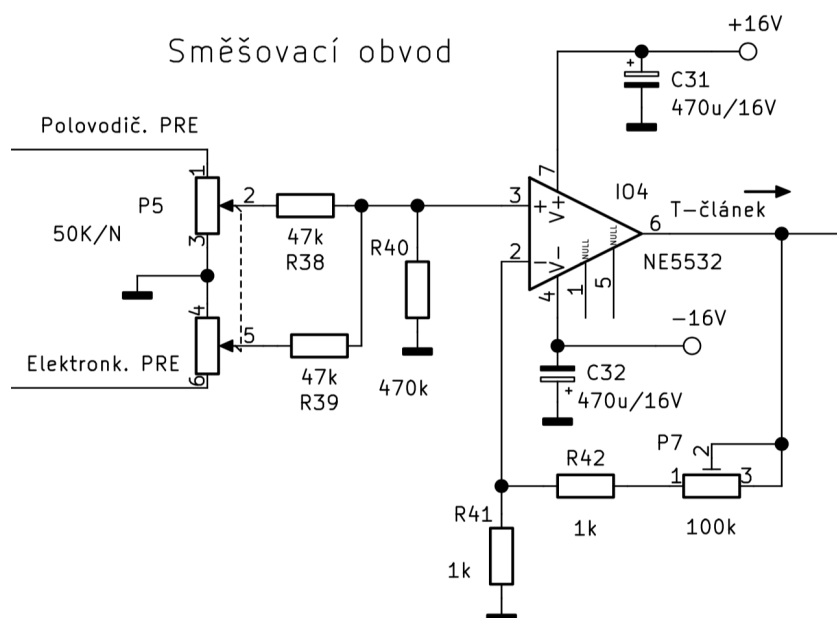
Předpokládaný zisk obvodu lze dopočítat zjednodušeně podle rovnice:

$$A = \frac{\mu}{2} = \frac{17,5}{2} = 8,75 \Rightarrow 18,8 \text{ dB} \quad (5.37)$$

5.5 Směšovací obvod

Základním požadavkem na směšovací obvod bylo umožnit uživateli plynulé směšování výstupu z elektronkové a polovodičové části předzesilovače bez výkyvu

úrovně signálu. Dalším požadavkem bylo dodatečné zesílení o cca 5 dB pro dosažení celkového zisku 60 dB. Pro tento účel se hodí použít směšovací obvod s operačním zesilovačem na Obr. 5-31. Na vstupech jednotlivých kanálů je zapojen dvojitý lineární potenciometr s opačně zapojenou dráhou, kde dochází při pohybu jezdcem k ubírání úrovně na jedné straně a navyšování o stejnou úroveň na straně druhé. Je třeba použít potenciometr lineární, jinak by ve středové pozici nastavení jezdce úroveň poklesla. K jezdcí potenciometru jsou na výstupu připojeny sériové oddělovací odpory, které by měly mít stejnou hodnotu odporu jako potenciometr, případně větší. Jejich účelem je omezit vzájemné ovlivňování kanálu, ale zároveň signál nadměrně netlumit. Byl použit nízkošumový operační zesilovač NE5532 se symetrickým napájením v neinvertujícím zapojení. Jeho celkový zisk je možné řídit trimrem P7 ve zpětné vazbě v rozmezí 0 až 33 dB. Hodnota zisku bude nastavena na pevno, uživatel ji nebude mít možnost měnit.

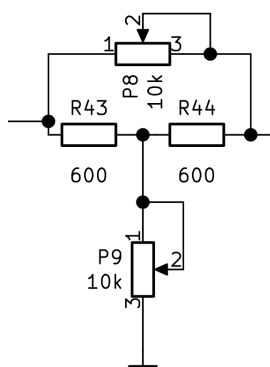


Obr. 5-31 Zapojení směšovacího obvodu

5.6 Regulace výstupní úrovně (T-článek)

Za předzesilovačem často navazuje A/D převodník pro záznam zvuku, ten má však nějakou maximální hodnotu úrovně signálu, kterou je schopen zpracovat bez limitace. To bývá většinou u studiových zařízení kolem 4 V (měřeno nesymetricky). Má-li mít uživatel možnost předzesilovač vybudit do vyšší míry za účelem získání většího obarvení zvuku, je třeba mít pod kontrolou výstupní úroveň, která by potenciálně mohla přebudit následující převodník. Požadavek na regulátor byla jeho plynulá regulace v rozsahu 0 až -25dB. Zároveň nesmí měnit impedanční poměry v obvodu. Pro tento účel se nejlépe hodí přemostěný útlumový T-článek, který je na Obr. 5-32.

Jeho útlum je možné plynule regulovat opačně zapojeným dvojitým potenciometrem P8, P9.



Obr. 5-32 Přemostěný útlumový T článek (výstupní regulátor úrovně)

Hodnoty rezistorů R43 a R44 by měly odpovídat navazujícím impedancím, tedy 600 Ω na obou stranách. Nicméně reálné impedanční poměry v obodu jsou jiné, proto bylo třeba tuto hodnotu ověřit praktickým návrhem. Nejdříve je třeba převést útlum 25 dB na hodnotu napěťového přenosu K_u podle rovnice (5.38).

$$K_u = 10^{\frac{L}{20}} = 10^{\frac{25}{20}} = 17,8 \quad (5.38)$$

Dále je třeba vyjádřit hodnotu potenciometru P8 v pozici útlumu 25dB

$$P_8 = \frac{R_{43}}{K_u - 1} = \frac{600}{17,8 - 1} = 35,7 \, \Omega \quad (5.39)$$

a vyjádřit hodnotu potenciometru P9.

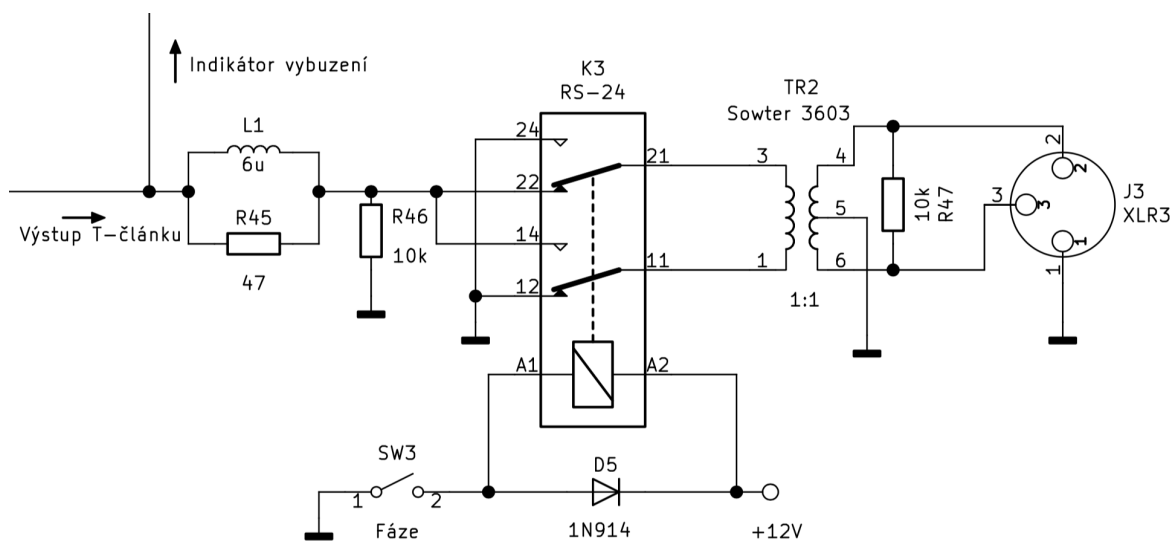
$$P_9 = R_{43}(K_u - 1) = 600(17,8 - 1) = 10\,080 \, \Omega \quad (5.40)$$

Hodnota potenciometru byla zvolena na 10 kΩ a mělo by se jednat o logaritmický potenciometr, jelikož se jedná o regulaci hlasitosti.

5.7 Výstupní obvod

Za regulací výstupní úrovně navazuje filtr paralelní RL článek tvořený cívkou L1 a odporem R45 a R46, který izoluje obvod předzesilovače od zátěže kapacitního charakteru. Relé K3, která otáčí fází výstupního signálu, je možno ovládat z předního panelu zařízení spínačem SW3. Za ním již následuje pouze výstupní transformátor

s převodním poměrem 1:1 a zatěžovacím odporem R47, který tlumí nechtěné rezonance na vyšších frekvencích a zatěžuje sekundární vinutí transformátoru.



Obr. 5-33 Schéma výstupního obvodu

Výstupní transformátor byl použit z důvodu převodu nesymetrického vedení na symetrické. Jeho technické parametry jsou dle specifikace výrobce na stejné úrovni jako u vstupního transformátoru, neměl by tedy nijak degradovat zpracovávaný signál.

5.8 Indikátor vybuzení

Jelikož za předzesilovačem bude většinou navazovat přímo A/D převodník, je nutné znát úroveň výstupního signálu a nejlépe jeho špičkové hodnoty. Podle doporučení EBU R68 a normy IEC60268 odpovídá 0 dB na indikátoru hodnotě 0 dBFS. Což je u studiových převodníků přibližně -20 dBu neboli efektivní hodnota napětí 8 V (měřeno symetricky). V předzesilovači bude úroveň měřena v místě nesymetrického signálu, požadovaná úroveň 0 dB bude odpovídat napětí $4 V_{EF}$. Špičková hodnota bude $U_{EF} \cdot 1,414 = 5,65 V$. Maximální hodnota stupnice (0 dB) indikátoru byla tedy zvolena na $4 V_{RMS}$. Z praxe se jako neužitečnější typ indikátoru jeví indikátor typu PPM (peak program meter). Ten podle normy DIN 45406 má mít integrační čas takový, aby reagoval pouze na špičky, které jsou člověkem slyšitelné. Norma předkládá požadavek, aby indikátor zobrazil napětovou špičku o délce trvání 10 ms dosahující 1 dB nad stálou úroveň a zároveň byl schopen zobrazit napětovou špičku 4 dB o délce 5 ms. Oproti VU metru dosahuje tedy PPM indikátor rychlých reakčních časů. Pro věrohodné zobrazení úrovně je nutné použít dvoucestného usměrnění s operačním zesilovačem. Funkční část obvodu tvoří integrovaný obvod LM3915, který obsahuje skupinu komparátorů. Je schopen řídit celkem 10 led diod s rozestupem 3 dB mezi každou úrovní. Přehled jednotlivých decibelových úrovní ve vztahu k hodnotám napětí je v Tab. 5-2.

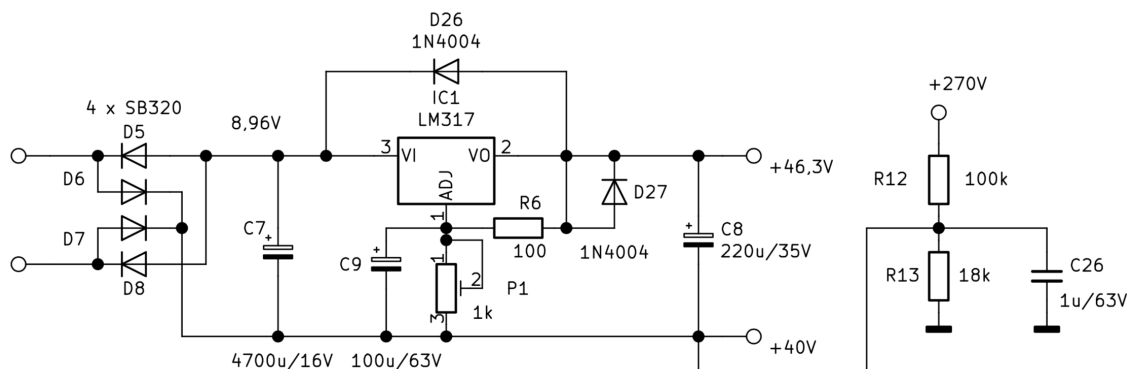
5.9 Napájecí zdroj

Bylo potřeba navrhnout celkem 5 zdrojů pro dílčí obvody předzesilovače:

- žhavicí napětí 6,3 V,
- anodové napětí 270 V,
- fantomové napájení 48 V,
- symetrické napájení ± 16 V,
- napájení ostatních obvodů 15 V.

5.9.1 Zdroj žhavicího napětí

Triodu ECC802 je možné žhavit napětí 12,6 V nebo 6,3 V. Elektronku E88CC je možné žhavit napětím pouze 6,3V, proto bylo žhavicí napětí zvoleno 6,3 V. Aby se elektronka chovala podle specifikací výrobce, je třeba dodržet napětí v rozmezí $\pm 0,3$ V, (tedy 6–6,6 V). Celkový žhavicí proud jedné elektronky (obou systémů) je 300 mA. Celková hodnota obou stupňů (kaskody + SRPP) bude tedy 600 mA.



Obr. 5-35 Zdroj žhavicího napětí 6,3 V

Technické specifikace výrobců elektronek většinou uvádí údaj napětí mezi katodou a žhavením $U_{k/f(max)}$. Jelikož oba stupně obsahují horní elektronku, která bude mít katodu na poměrně vysokém napětí, je nutné zvednout potenciál absolutní hodnoty žhavicího napětí na přijatelnou hodnotu. Pro ECC802 je hodnota $U_{k/f(max)} = 180$ V (rozdíl napětí mezi nižší hodnotou žhavicího napětí a napětím na katodě jedné triody), což ani v jednom ze stupňů problém nebude, ale u E88CC je maximální hodnota $U_{k/f(max)} = 60$ V. Proto bylo žhavicí napětí zvednuto o 40 V proti signálové zemi pomocí jednoduchého děliče z anodového zdroje tvořeného rezistory R12 a R13. Celkový proud děličem je volen tak, aby nepřiměřeně nezatěžoval anodový zdroj. Zároveň hodnota R13 nemá překročit maximální hodnotu udávanou výrobcem tzn. odpor mezi žhavením a katodou $R_{f/k(max)}$. Pro elektronku E88CC je $R_{f/k(max)} = 20$ k Ω a pro ECC802 je to $R_{f/k(max)} = 150$ k Ω , je tedy vhodné použít odpor menší než 20 k Ω . Tento rezistor je v sérii s katodovým rezistorem dané elektronky, ten by měl být do výpočtu také zahrnut, i přestože má minimální vliv.

Platí tedy:

$$\begin{aligned} R_{f/k(max)} &= (R_{13} + R_k) \leq 20 \text{ k}\Omega \\ R_{13} &\leq 20\,000 - 390 = 19,6 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.41)$$

Byla zvolena nejbližší nižší hodnota 18 k Ω . Nižší hodnota odporu R13 způsobuje také menší šum přidávaný do obvodu. Rezistor R12 lze dopočítat podle:

$$R_{12} = \frac{R_{13} \cdot (U_a - U_f)}{U_f} = \frac{18 \cdot 10^3 (270 - 40)}{40} = 103,5 \text{ k}\Omega \quad (5.42)$$

Podle řady E12 byla vybrána nejbližší hodnota 100 k Ω , čímž hodnota žhavicího napětí U_f lehce stoupne. Kondenzátor C26 je určen pro dodatečnou filtraci napájecího napětí a spolu s odporem R12 tvoří dolní propust s mezní frekvencí podle rovnice (5.43).

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{12} \cdot C_{26}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 1,59 \text{ Hz} \quad (5.43)$$

Pro stabilizaci napětí byl použit stabilizátor LM317, který je možné zatížit proudem až 1,5 A a regulovat v rozsahu výstupního napětí 1,25 až 37 V. Výstupní napětí U_0 stabilizátoru IC1 je řízeno děličem R6 a P1 a lze ho spočítat následovně:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_1}{R_6} \right) + (I_{ADJ} \cdot P_1) \quad (5.44)$$

kde, $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ a I_{ADJ} je typicky 50 μA , proto lze výraz zjednodušit na:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_1}{R_6} \right) \quad (5.45)$$

Odpor R6 je třeba zvolit tak, aby obvodem netekl zbytečně velký proud. Hodnota 100 Ω bude vyhovovat. Hodnotu P1 lze dopočítat podle rovnice (5.46).

$$P_1 = \frac{(U_0 - U_{REF}) \cdot R_6}{U_{REF}} = \frac{(6,3 - 1,25) \cdot 100}{1,25} = 727 \text{ }\Omega \quad (5.46)$$

To je přibližná hodnota, kterou bude třeba nastavit na trimru P1. Proto byl vybrán trimr o hodnotě 1 k Ω . Přesnou hodnotu napětí je třeba nastavit ručně v praxi a může se lehce lišit.

Úbytek napětí (angl. dropout voltage) na stabilizátoru vychází dle charakteristik výrobce pro proud 600 mA přibližně 1,8 až 2 V. Proto je třeba zajistit na vstupu stabilizátoru minimálně 8,3 V.

Dioda D27 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru přes stabilizátor při zkratu na výstupu. Dioda D26 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru C8 do stabilizátoru během zkratu na výstupu. Kombinace obou diod D26 a D27 zabraňuje vybíjení C9 do stabilizátoru během zkratu na vstupu obvodu. Kondenzátory C7 a C8 vyhlazují výstupní napětí. K usměrnění napětí byl použit dvoucestný můstkový usměrňovač složený z diod D5 až D8. Jedná se o Schottkyho SB320, které jsou rychlejší než klasické diody a zanášejí do obvodu menší hladinu šumu, vzniká na nich také menší úbytek napětí, cca $U_F = 0,5$ V. Celkové efektivní napětí, které je třeba mít na vstupu můstkového usměrňovače (tedy na sekundáru transformátoru), vychází z požadavku $U_{ef} = 8,3$ V na vstupu stabilizátoru a lze dopočítat podle rovnice (5.47). Po usměrnění se efektivní hodnota napětí zvýší 1,414krát a na diodách vznikne úbytek daný dvojnásobkem prahového napětí.

$$U_{SEC} = \frac{U_{ef}}{1,414} + (2 \cdot U_F) = \frac{8,3}{1,414} + (2 \cdot 0,5) = 6,86 \text{ V} \sim \quad (5.47)$$

Střídavé napětí na sekundáru transformátoru je tedy nutné dodržet minimálně 6,86 V.

5.9.2 Anodové napětí

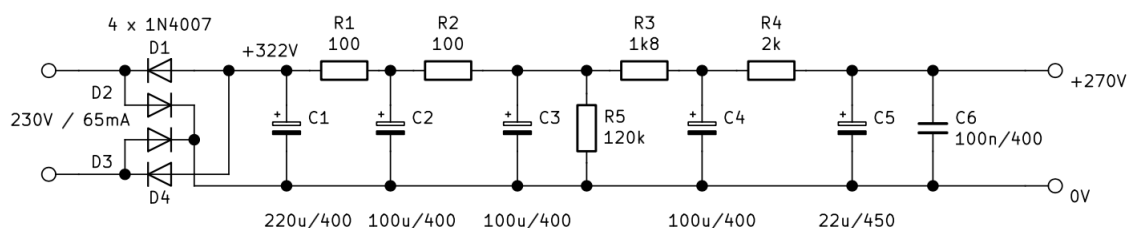
Anodové napětí je 270 V a pro správnou funkci elektronek by mělo být velmi dobře vyfiltrované, jelikož se jedná o nízkoúrovňový předzesilovač. Z praxe lze považovat činitel zvlnění 0,1 % pro tento účel za dostatečný. Celkový odebíraný proud bude přibližně 15 mA. Z činitele zvlnění si lze vyjádřit zvlněnou složku napětí podle:

$$U_{zv} = \frac{p \cdot U_0}{100} = \frac{0,1 \cdot 270}{100} = 0,27 \text{ V} \quad (5.48)$$

Pro dosažení této střídavé složky na výstupu lze vyjádřit velikost kapacity podle rovnice (5.49), kde f je frekvence napětí. Po usměrnění dvoucestným usměrňovačem je na výstupu usměrňovače frekvence $2 \cdot 50 \text{ Hz} = 100 \text{ Hz}$.

$$C = \frac{I}{U_{zv} \cdot f} = \frac{0,015}{0,27 \cdot 100} = 555 \mu\text{F} \quad (5.49)$$

Nejúčinnější způsob filtrace zvlněného napětí je rozložit kapacitu do série RC článků a vytvořit tak filtr vyššího řádu (eliminuje se tím vliv ESR (ekvivalentní seriový odpor) a navíc tím vzroste celková strmost filtru). Schéma napájecího obvodu je na Obr. 5-36.



Obr. 5-36 Schéma anodového napájecího zdroje

Celková hodnota odporu, která byla rozložena do série RC článků je dána součtem:

$$R_c = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 4 \text{ k}\Omega \quad (5.50)$$

Hodnota celkového odporu R_c způsobuje úbytek 60 V, což dává na výstupu požadovaných 270 V.

Rezistor R_5 má za účel vybití elektrolytických kondenzátorů po vypnutí zdroje. Hodnota střídavého napětí, které by mělo napájet zdroj, je vypočítané podle:

$$U_{SEC} = \frac{U_{OUT} + (I_{celk} + R_c)}{1,414} + (2 \cdot U_F) \quad (5.51)$$

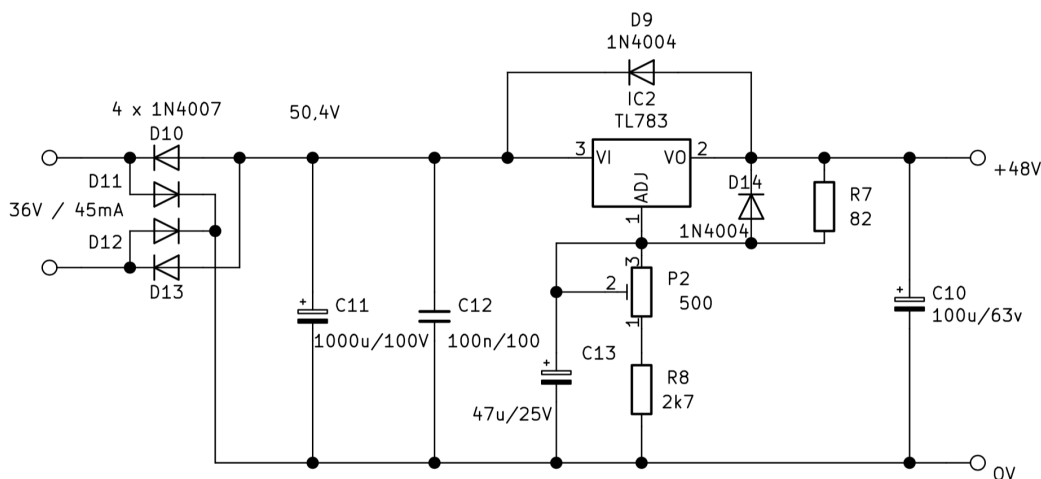
$$= \frac{270 + (0,015 \cdot 4000)}{1,414} + (2 \cdot 0,7) = 235 \text{ V}$$

Střídavé napětí na sekundáru transformátoru by mělo být minimálně 235 V.

5.9.3 Fantomové napájení 48 V

Zdroj fantomového napájení je určen pro polarizaci kapslí kondenzátorových mikrofونů. Naprostá většina mikrofонů je určena pro napájení napětím 48 V. Toto napájení je ustanoveno jako standard P48 dle normy (dříve DIN 45595, dnes IEC 61938) a je schopno dodávat maximální proud 10 mA. [14] Pro naprostou většinu mikrofонů současné produkce se proud pohybuje od 1 do 5 mA. Mikrofony ze starší produkce, například AKG C451, mají však proudový odběr i cca 10 mA. Je třeba počítat i s tím, že pokud by došlo ke zkratu v mikrofonu přes odpory 6k81, které jsou paralelně, vznikne celkový proud cca 14 mA. V tomto případě tyto proudy návrh nijak neovlivní, ale je třeba s tím počítat. Celkový proud pro napájení mikrofonu byl tedy stanoven na $I_{out} = 14 \text{ mA}$.

Jako hlavní prvek obvodu byl použit stabilizátor vysokého napětí TL783, který je schopen dodávat výstupní napětí až 125 V při proudu 700 mA. Celkové schéma zdroje je na Obr. 5-37.



Obr. 5-37 Schéma napájecího zdroje 48 V

Výstupní napětí U_0 stabilizátoru IC2 je dáno děličem R_7 a $P_2 + R_8$ a lze ho spočítat podle:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_2 + R_8}{R_7} \right) + (I_{ADJ} \cdot P1) \quad (5.52)$$

kde, $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ a I_{ADJ} je typicky $50 \mu\text{A}$, proto lze výraz zjednodušit na:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_2 + R_8}{R_7} \right) \quad (5.53)$$

Odpor R_6 je třeba zvolit podle doporučení výrobce, tomu vyhovuje odpor 82Ω a ten zjišťuje proud cca 15 mA , který je nutný pro spolehlivou stabilizaci výstupního napětí. Hodnotu $P1$ lze dopočítat podle:

$$P1 = \frac{(U_0 - U_{REF}) \cdot R_7}{U_{REF}} = \frac{(48 - 1,25) \cdot 82}{1,25} = 3066 \Omega \quad (5.54)$$

Byl použit seriový odpor R_8 o hodnotě $2k7$ a k tomu seriově zapojený trimr 500Ω kterým se dostaví přesná hodnota 48 V . Celkový klidový proud I_0 děličem R_7 , P_2 , R_8 již nebude při tomto napětí zanedbatelný, jeho velikost je spočítána níže.

$$I_0 = \frac{U_0}{R_7 + P_2 + R_8} = \frac{48}{82 + 366 + 2700} = 15,2 \text{ mA} \quad (5.55)$$

Maximální proudové zatížení transformátoru bude přibližně odpovídat celkovému proudu.

$$I_{celk} = I_0 + I_{out} = 15,2 + 14 = 29,2 \text{ mA} \quad (5.56)$$

Úbytek napětí na stabilizátoru vychází dle charakteristik výrobce pro proud pod 15 mA kolem 5 V. Proto je třeba mít na vstupu stabilizátoru minimálně 53 V. Kondenzátor C13 zajišťuje dodatečnou filtraci napětí. Dioda D14 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru přes stabilizátor při zkratu na výstupu. Dioda D9 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru C8 do stabilizátoru během zkratu na výstupu. Kombinace obou diod D9 a D14 zabráňuje vybíjení C9 do stabilizátoru během zkratu na vstupu obvodu. Kondenzátory C10,11 a C12 vyhlazují výstupní napětí. K usměrnění napětí byl použit dvoucestný můstkový usměrňovač D10 až D13 složený z klasických silikonových diod 1N4007 s úbytkem cca 0,7 V. Celkové efektivní napětí, které je třeba mít na vstupu můstkového usměrňovače, lze dopočítat podle:

$$U_{SEC} = \frac{U_{ef}}{1,414} + (2 \cdot U_F) = \frac{53}{1,414} + (2 \cdot 0,7) = 38,89 \text{ V} \sim \quad (5.57)$$

Velikost střídavého napětí na sekundáru transformátoru je tedy nutno volit minimálně 39 V při proudu 29,2 mA.

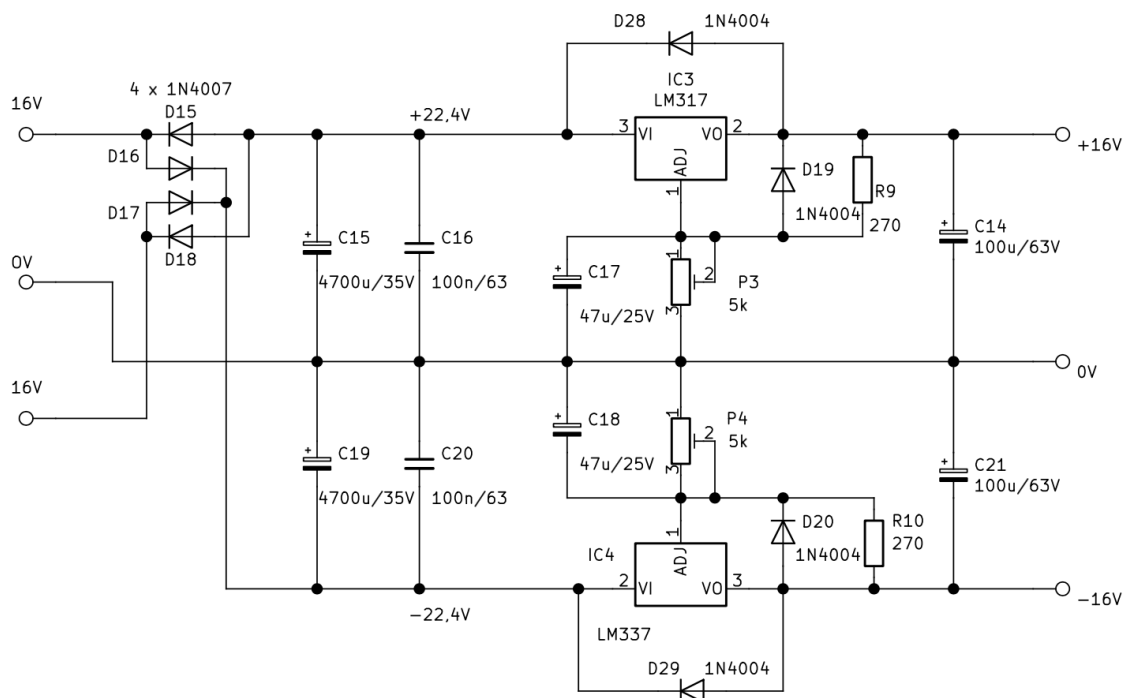
5.9.4 Symetrické napájení

Velká část obvodů v předzesilovači je napájena symetricky napětím $\pm 16 \text{ V}$. Seznam obvodů se symetrickým napájením včetně jejich předpokládaných odběrů proudu je v tabulce Tab. 5-2.

Účel	Proud [mA]
DOZ25 2x	2 x 22
TL081	1,4
OP97	0,6
TL072	2,5
Celkem	48,5

Tab. 5-2 Tabulka symetricky napájených obvodů

Zdroj byl navržen na dvou stabilizátorech, LM317 pro kladnou regulaci a LM337 pro zápornou. Celé schéma je na Obr. 5-38.



Obr. 5-38 Schéma symetrického napájecího zdroje ± 16 V

Stabilizátory LM317 mají prakticky stejné parametry, proto bude použit výpočet jen pro kladnou větev, v záporné větvi budou hodnoty zrcadlově stejné. Výstupní napětí U_0 stabilizátorech IC3 je řízeno děličem R9 a P3 a lze ho spočítat podle:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_3}{R_9} \right) + (I_{ADJ} \cdot P_3) \quad (5.58)$$

kde, $U_{REF} = 1,25$ V a I_{ADJ} je typicky $50 \mu A$, proto lze výraz zjednodušit na:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_3}{R_9} \right) \quad (5.59)$$

Odpor R9 je třeba zvolit podle doporučení výrobce, hodnota 270Ω bude vyhovovat. Hodnotu P1 lze dopočítat podle:

$$P_1 = \frac{(U_0 - U_{REF}) \cdot R_9}{U_{REF}} = \frac{(16 - 1,25) \cdot 270}{1,25} = 3186 \Omega \quad (5.60)$$

Byl vybrán trimr o hodnotě $5 k\Omega$ a požadovanou hodnotu je třeba nastavit manuálně. Proud děličem R9 a P3 vychází:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_{11} + P_5} = \frac{16}{270 + 3186} = 4,6 mA \quad (5.61)$$

Celkový proud I_{CELK} odebíraný z napájecího transformátoru bude:

$$I_{celk} = I_0 + I_{out} = 4,6 + 48,5 = 53,1 \text{ mA} \quad (5.62)$$

Úbytek napětí (angl. dropout voltage) na stabilizátoru vychází dle charakteristik výrobce pro proud 53,5 mA přibližně 1,5 V. Proto je třeba mít na vstupu stabilizátoru minimálně 17,5 V. Kondenzátor C17 zajišťuje výraznou filtraci napětí. Dioda D19 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru přes stabilizátor při zkratu na výstupu. Dioda D28 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru C8 do stabilizátoru během zkratu na výstupu. Kombinace obou diod D28 a D19 zabraňuje vybíjení C9 do stabilizátoru během zkratu na vstupu obvodu. Kondenzátory C7 a C8 vyhlazují výstupní napětí. Celkové efektivní napětí, které je třeba mít na vstupu můstkového usměrňovače, lze dopočítat podle:

$$U_{SEC} = \frac{U_{ef}}{1,414} + (2 \cdot U_F) = \frac{17,5}{1,414} + (2 \cdot 0,7) = 13,78 \text{ V} \sim \quad (5.63)$$

Střídavé napětí na sekundáru transformátoru by mělo být tedy minimálně 13,78 V.

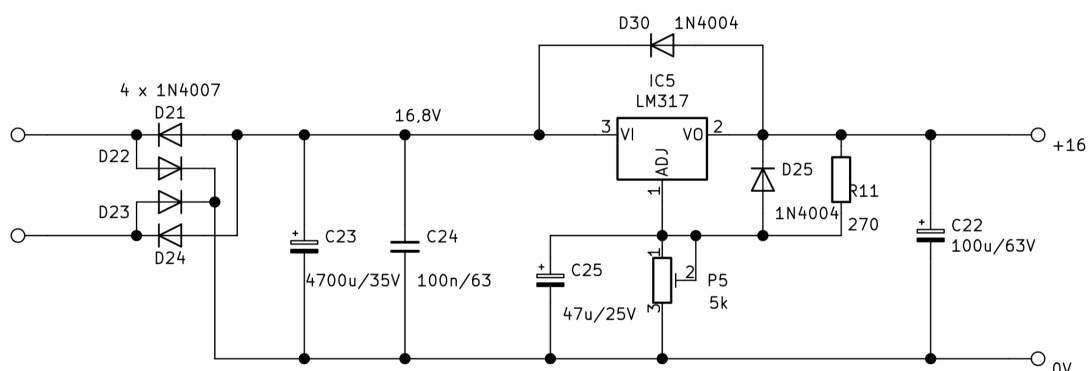
5.9.5 Napájení ostatních obvodů

Zdroj pro napájení ostatních obvodů byla navržen s nesymetrickým napájením na napětí 16 V. Jejich seznam včetně jejich odběrů je v tabulce Tab. 5-3.

Účel	Proud [mA]
LM3916	35
2SK170	16
Relé 3x	16,6 x 3
Celkem	100,8

Tab. 5-3 Seznam obvodů s napájením 16 V

Zdroj využívá univerzální regulovatelný stabilizátor LM317 a jeho schéma je na Obr. 5-39.



Obr. 5-39 Schéma zdroje 16 V

Výstupní napětí U_0 stabilizátoru IC5 je dáno děličem R11 a P5 a lze ho spočítat podle:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_5}{R_{11}} \right) + (I_{ADJ} \cdot P1) \quad (5.64)$$

kde, $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ a I_{ADJ} je typicky $50 \mu\text{A}$, proto lze výraz zjednodušit na:

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{P_5}{R_{11}} \right) \quad (5.65)$$

Odpor R11 je třeba zvolit podle doporučení výrobce 270Ω . Ten zjišťuje proud cca 15mA , který je nutný pro spolehlivou stabilizaci výstupního napětí. Hodnotu P1 lze dopočítat podle:

$$P1 = \frac{(U_0 - U_{REF}) \cdot R_{11}}{U_{REF}} = \frac{(16 - 1,25) \cdot 270}{1,25} = 3186 \Omega \quad (5.66)$$

Byl použit seriový odpor R8 o hodnotě $2\text{k}\Omega$ a k tomu sériově zapojený trimr 500Ω , kterým se dostaví přesná hodnota 48 V . Celkový klidový proud I_0 děličem R7, P2, R8 již nebude při tomto napětí zanedbatelný a jeho velikost je:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_{11} + P_5} = \frac{16}{270 + 3186} = 4,6 \text{ mA} \quad (5.67)$$

Nejvyšší možný celkový proud, který může být odebírán z transformátoru, bude součet:

$$I_{celk} = I_0 + I_{out} = 15,2 + 100,8 = 116 \text{ mA} \quad (5.68)$$

Úbytek napětí na stabilizátoru vychází dle charakteristik výrobce pro proud pod $29,2 \text{ mA}$ cca $1,5 \text{ V}$. Proto je třeba mít na vstupu stabilizátoru minimálně $16 + 1,5 = 17,5 \text{ V}$.

Kondenzátor C25 zajišťuje výraznou filtraci napětí. Dioda D19 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru přes stabilizátor při zkratu na výstupu. Dioda D28 chrání obvod před vybíjením kondenzátoru C22 do stabilizátoru během zkratu na výstupu. Kombinací obou diod D28 a D19 se zabráňuje vybíjení C25 do stabilizátoru během zkratu na vstupu obvodu. Kondenzátory C22, 23 a C24 vyhlazují výstupní napětí. K usměrnění napětí byl použit dvoucestný můstkový usměrňovač D10 až D13 složený z klasických silikonových diod 1N4007 s úbytkem cca 0,7 V. Celkové efektivní napětí, které je třeba mít na vstupu můstkového usměrňovače lze dopočítat podle:

$$U_{sec} = \frac{U_{ef}}{1,414} + (2 \cdot U_F) = \frac{17,5}{1,414} + (2 \cdot 0,7) = 13,8 V \sim \quad (5.69)$$

Střídavé napětí na sekundáru transformátoru bylo zvoleno 14 V. Tato hodnota ale není kritická, protože všechny prvky napájené tímto zdrojem mají poměrně širokou toleranci napájecího napětí v obou směrech.

5.9.6 Návrh Transformátoru

Požadované hodnoty napájecího transformátoru vycházejí z hodnot vypočítaných v předešlých kapitolách jednotlivých zdrojů a jsou v následující Tab. 5-4.

Účel	U _{AC} [V]	I _{AC} [mA]
žhavicí napětí 6,3 V	6,8	600
anodové napětí 270 V	235	15
fantomové napájení 48 V	38,9	29,2
symetrické napájení ±16 V	13,8	53,1
napájení ostatních obvodů 15 V	13,8	116

Tab. 5-4 Požadované veličiny napájecí transformátoru

Výsledné hodnoty veličin byly zaokrouhleny nahoru a celkový proud navýšen o rezervu 25 %. Odchylka napětí směrem nahoru nebude problém. Ani v jednom ze zdrojů proto není absolutní hodnota kritická. Výsledné hodnoty ukazuje Tab. 5-5.

Účel	U _{AC} [V]	I _{AC} [mA]
žhavicí napětí 6,3V	7	750
anodové napětí 270 V	235	20
fantomové napájení 48 V	39	37
symetrické napájení ±16 V	14	66
napájení ostatních obvodů 15 V	14	145

Tab. 5-5 Navržené veličiny napájecího transformátoru

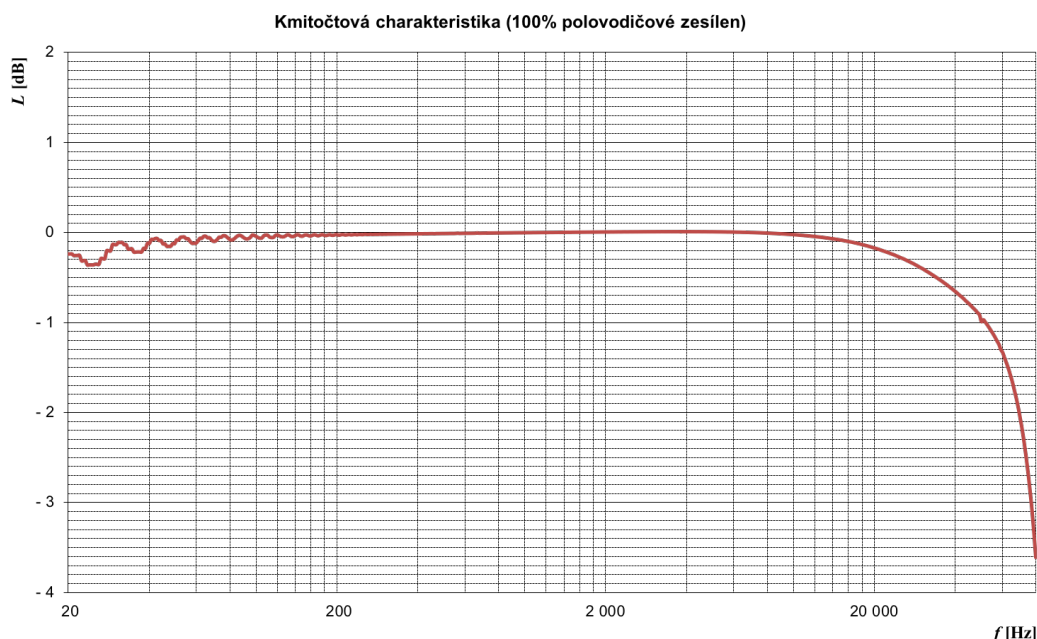
6. MĚŘENÍ

Meření bylo provedeno pomocí audio analyzátoru Audio precision APx515 B, který umožňuje vzorkovací frekvenci až 192 kHz a zpracuje signál se vstupní špičkovou hodnotu napětí maximálně 125 V_{PEAK}. Disponuje navíc velmi nízkým vlastním šumem < 1,4 μV [23]. Většina měření byla provedena přeladovaným sinusovým signálem ve frekvenčním pásmu 20 až 80 kHz při úrovni vstupního signálu 10 mV a nastaveném zisku předzesilovače 30 dB. Pouze širokopásmové měření šumových vlastností bylo provedeno při nastaveném zisku 60 dB. Všechny měření byly provedeny pro tři pozice směřovacího potenciometru a to:

- 100 % pouze polovodičové zesílení,
- 100 % pouze elektronkové zesílení,
- 50/50 ekvivalenství smíchání obou topologií.

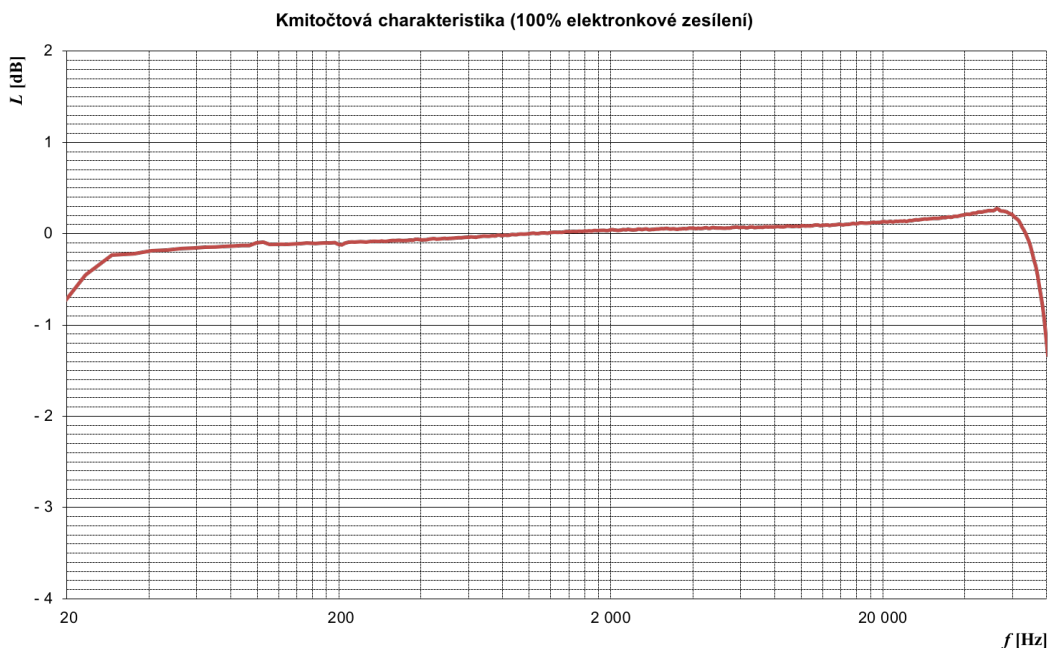
6.1 Frekvenční charakteristika

Frekvenční charakteristika popisuje přenosové vlastnosti předzesilovače na všech měřených frekvencích, tedy 20 Hz až 80 kHz. Celá charakteristika je vztáhnuta k referenční hodnotě přenosu na frekvenci 1 kHz, v tomto bodě je tedy přenos 0 dB. Přenos na ostatních frekvencích je poměrově dopočítán.



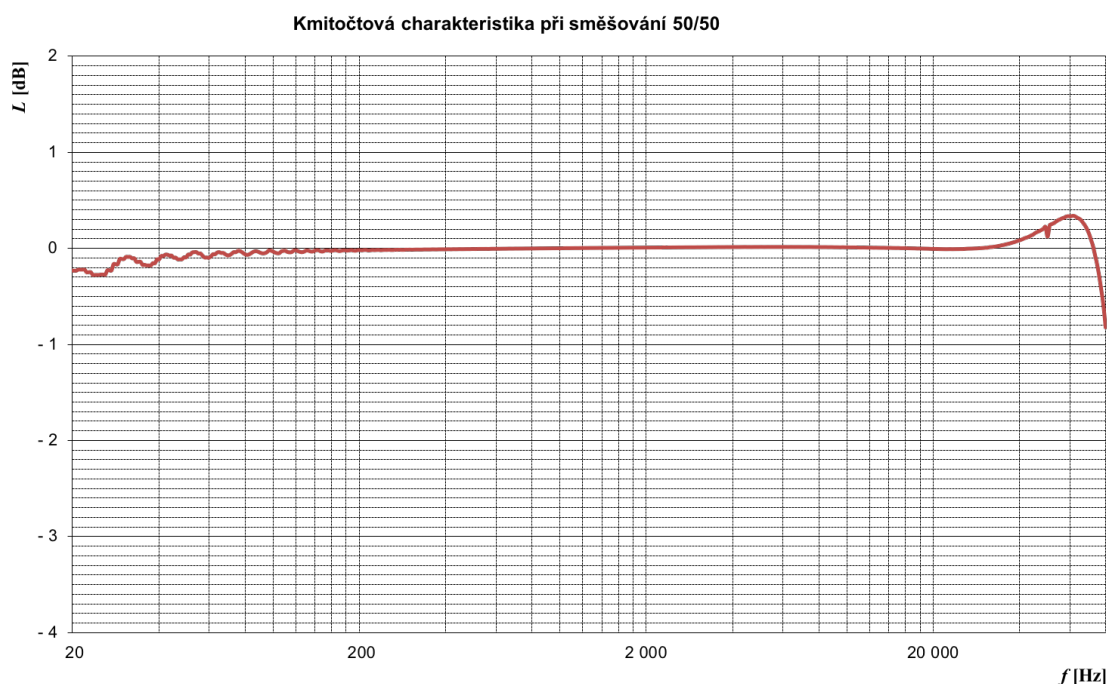
Obr. 6-1 Frekvenční charakteristika (100 % polovodičové zesílení)

Maximální naměřená odchylka frekvenční charakteristiky v akustickém pásmu 20 Hz až 20 kHz je 0,4 dB. Charakteristika začíná klesat zejména na horních frekvencích, dříve než u elektronkového stupně. Pro dosažení větší šířky přenosu by musely být použity v diskrétních OZ vykonnější koncové tranzistory, což by umožnilo zařadit silnější zpětnou a tím a rozšířit přenosové pásmo při zachování stejného zisku. Cílová hodnota mezní frekvence byla 80 kHz, je tedy naměřená horní mezní frekvence přibližně 78 kHz uspokojivý výsledek.



Obr. 6-2 Frekvenční charakteristika (100 % elektronkové zesílení)

Maximální naměřená odchylka frekvenční charakteristiky pro čistě elektronové zesílení je 0,7 dB v akustickém pásmu 20 Hz až 20 kHz. Pod frekvencí 25 Hz začíná přenos klesat z větší strmostí, nicméně z hlediska přenosu zvuku toto nemá velký význam, protože na tak nízkých frekvencích se většinou nepřenáší užitečná zvuková informace. Horním mezní frekvence se nachází v pásmu nad 80 kHz.

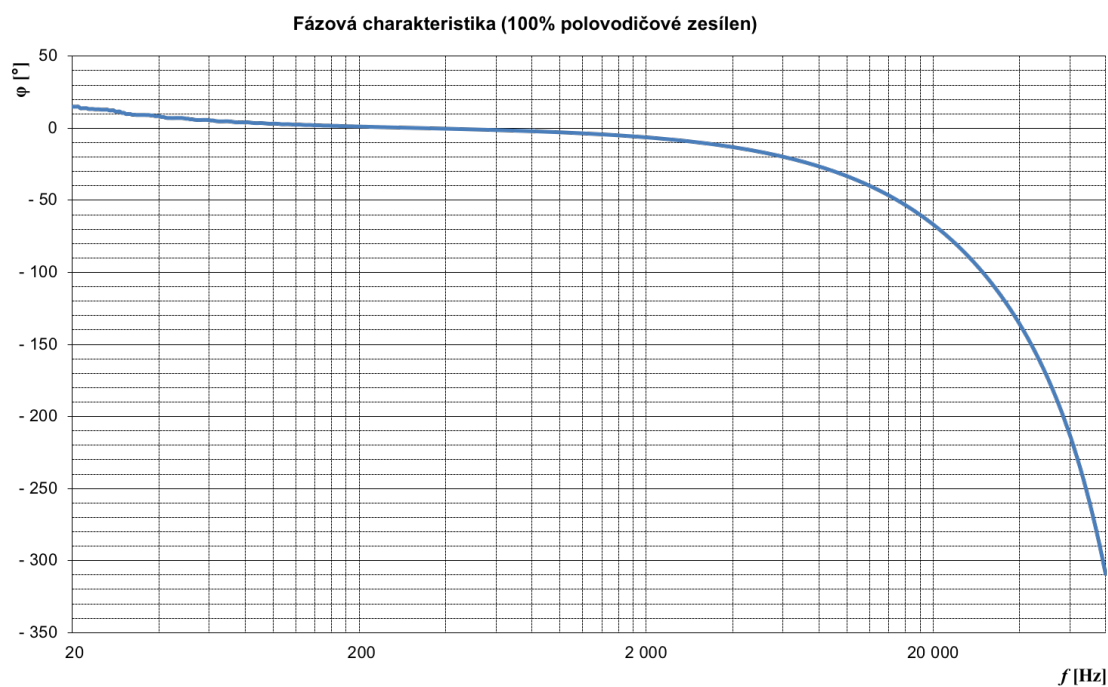


Obr. 6-3 Frekvenční charakteristika (směšování 50/50)

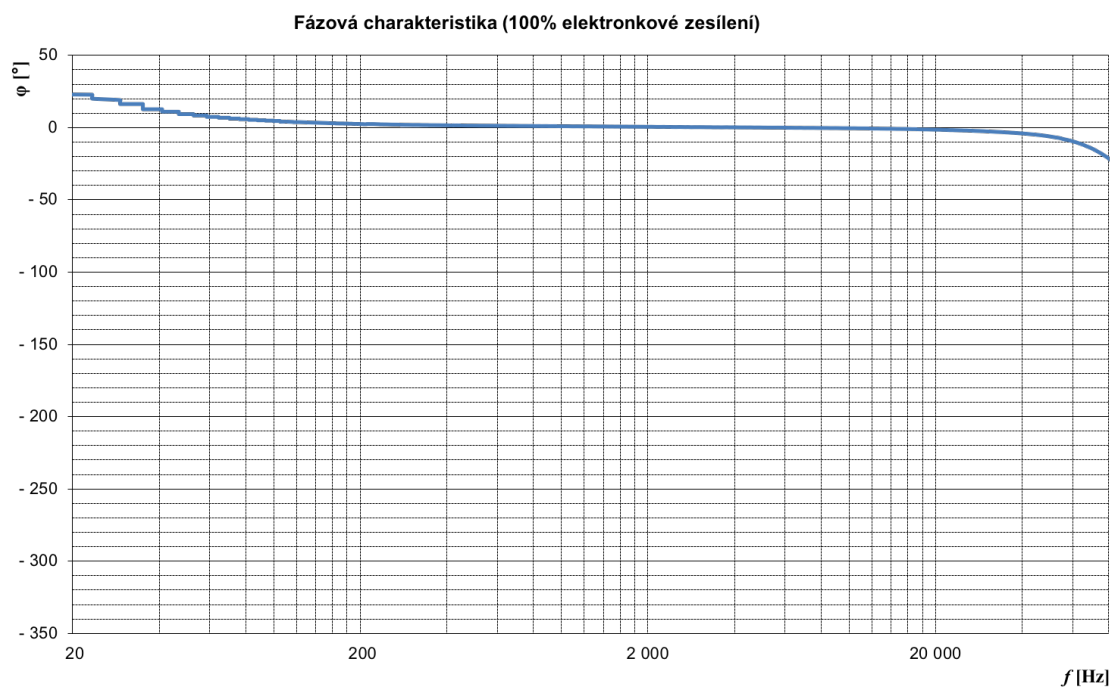
Maximální naměřená odchylka frekvenční charakteristiky v akustickém pásmu 20 Hz až 20 kHz je 0,304 dB, na frekvenci 60kHz je charakteristika zvednutá o 0,3dB což by se z poslechových vlastností nemělo nijak významně projevit. Mezní frekvence je v tomto případě v pásmu nad 80 kHz, což předpokládaný výsledek.

6.2 Fázová charakteristika

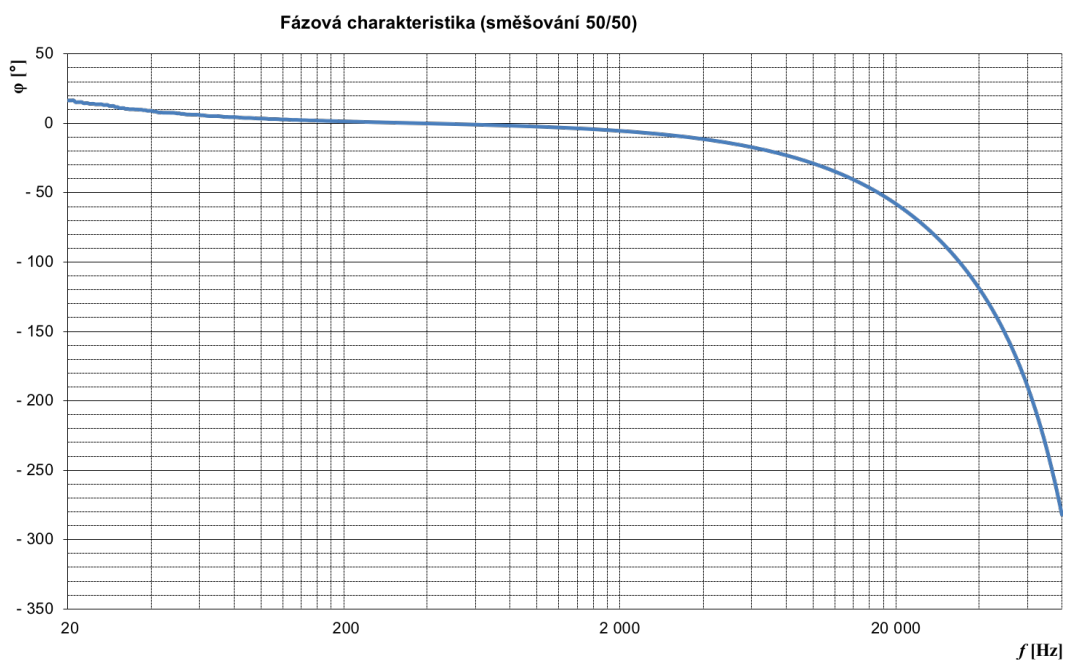
Udává fázový posuv mezi vstupem a výstupem systému, přičemž menší fázový posuv znamená při přenosu zvukových signálů menší znehodnocení. Z výsledků je zřejmé, že vyrovnanější fázovou charakteristiku představuje elektronková část. Fázový posuv elektronkové části byl na 20 kHz naměřen prakticky 0° , zatímco u polovodičové části nastejně frekvenci -70° , při smíchání je pak hodnota fáze -60° . Menší fázové zkreslení elektronkové části je způsobeno jejím přenosem v širším frekvenčním pásmu. Fázový posuv na 20 Hz nepřesahuje ani u jednoho měření hodnotu $+25^\circ$.



Obr. 6-4 Fázová charakteristika (100 % polovodičové zesílení)



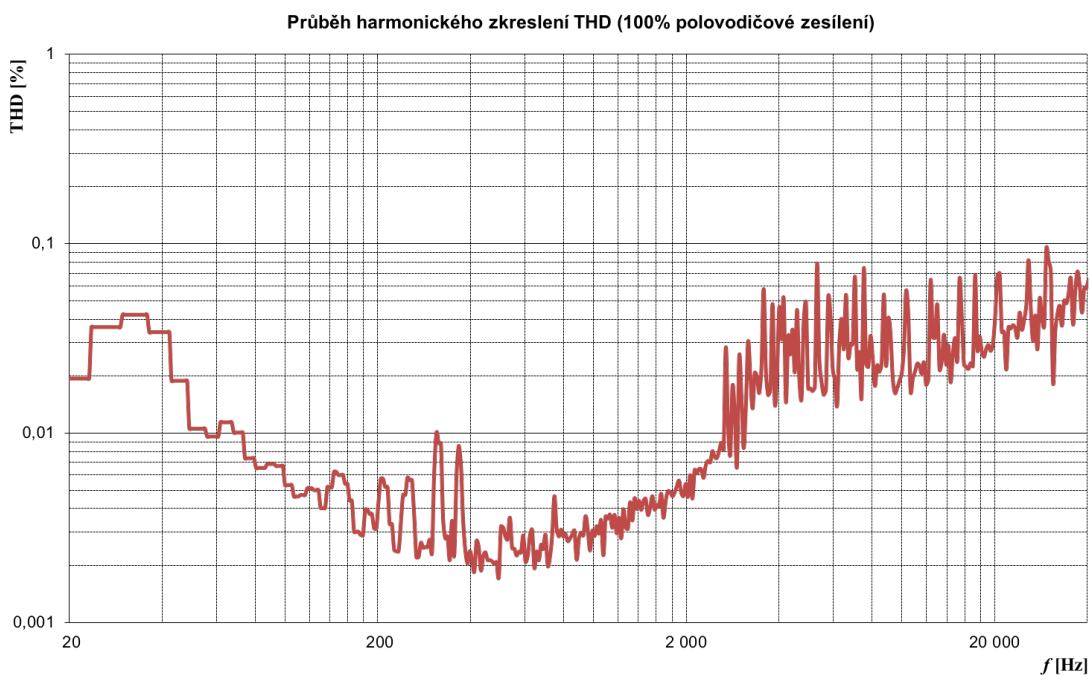
Obr. 6-5 Fázová charakteristika (100% elektronkové zesílení)



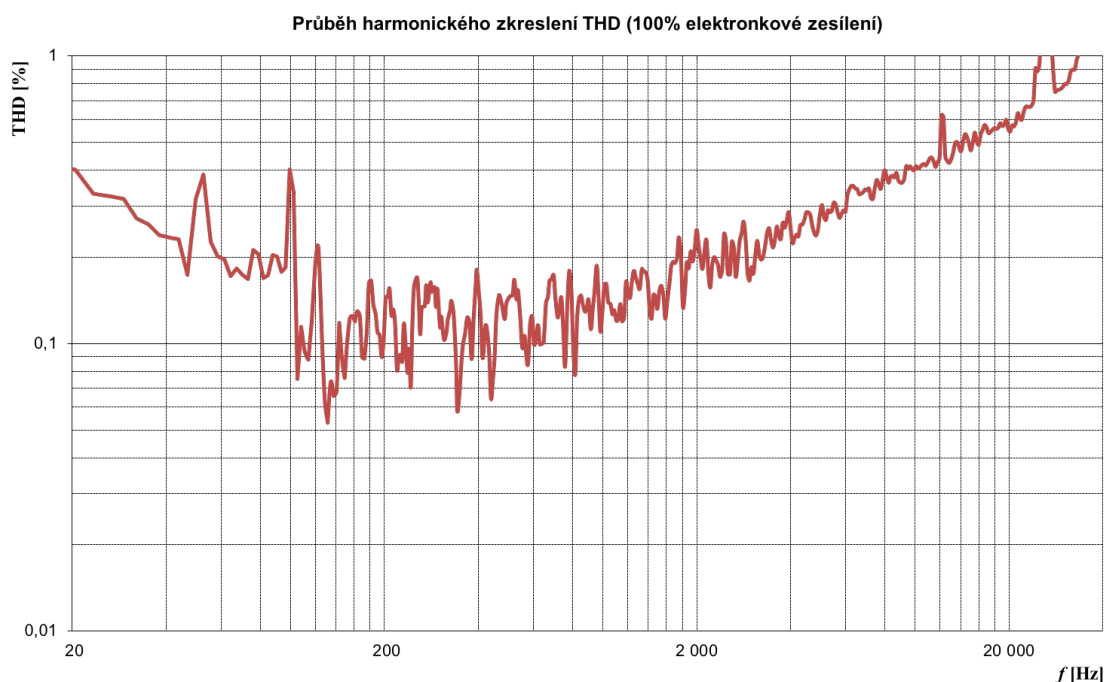
Obr. 6-6 Fázová charakteristika (Směšování 50/50)

6.3 Celkové harmonické zkreslení THD

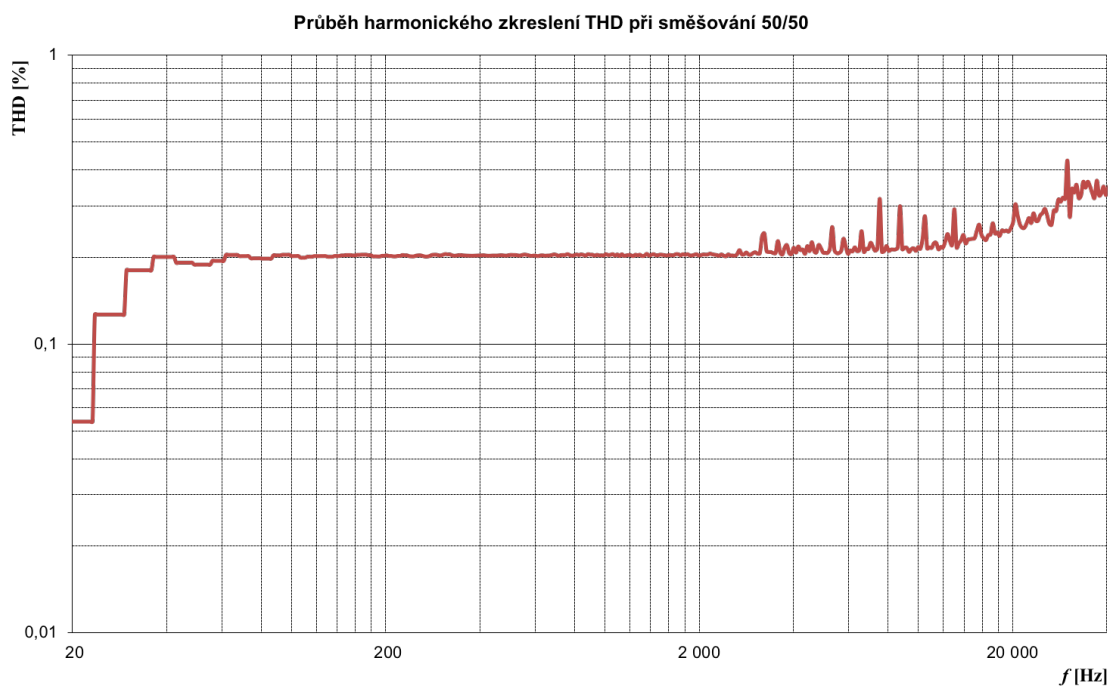
THD (angl. total harmonic distortion) udává poměr amplitud mezi vzniklými harmonickými složkami a základním kmitočtem po průchodu měřeným systémem. Harmonické složky jsou násobky základního kmitočtu a vznikají nelineárním chováním systému, ke kterému dochází po průchodu nelineárním systémem.



Obr. 6-7 Zkreslení THD (100 % polovodičové zesílení)



Obr. 6-8 Zkreslení THD (100 % elektronkové zesílení)



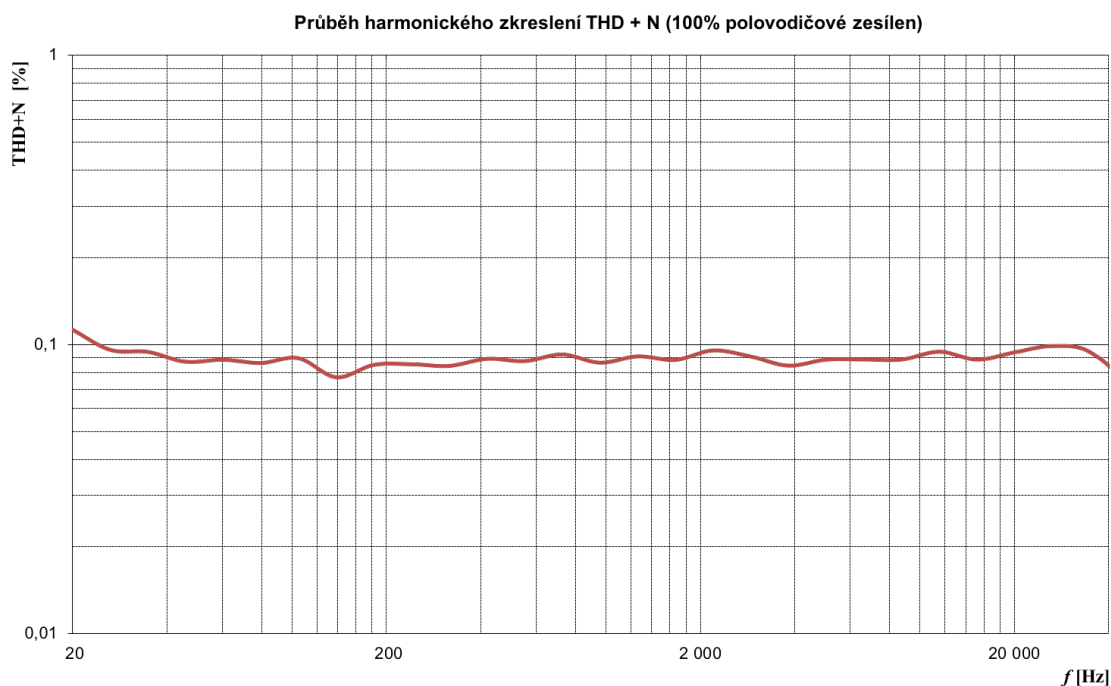
Obr. 6-9 Zkreslení THD (směšování 50/50)

Hodnota THD vychází na frekvenci 1 kHz pro 100 % zesílení elektronkovou částí řádově vyšší (0,15 %) než u polovodičové části (0,05 %). Jedná se o poměrně vysoké hodnoty. Pro elektronkovou část se jedná o předpokládaný výsledek daný nelineárním chováním elektronky. U polovodičové části se běžně pohybuje zkreslení o řád níže, než bylo naměřeno, ale v tomto případě mohou mít na zkreslení podíl i jiné

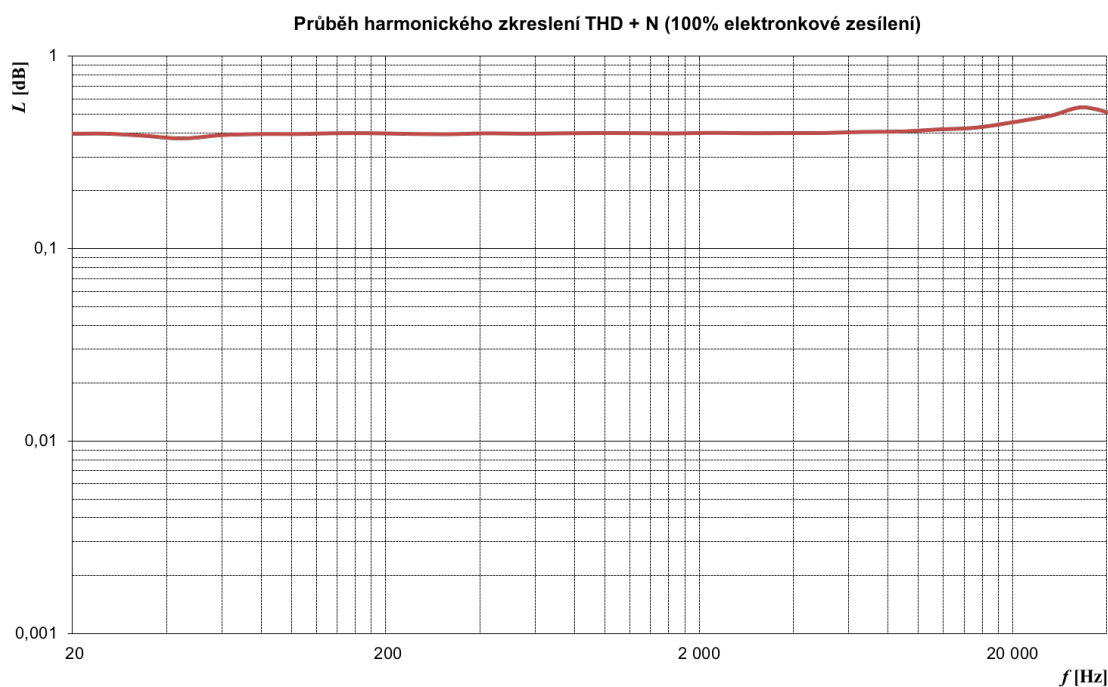
prvky v signálové cestě. Tedy hlavně vstupní a výstupní transformátor, který ačkoli má poměrně velkou dynamickou rezervu, nebude se nikdy chovat úplně lineárně.

6.4 Celkové harmonické zkreslení THD+N

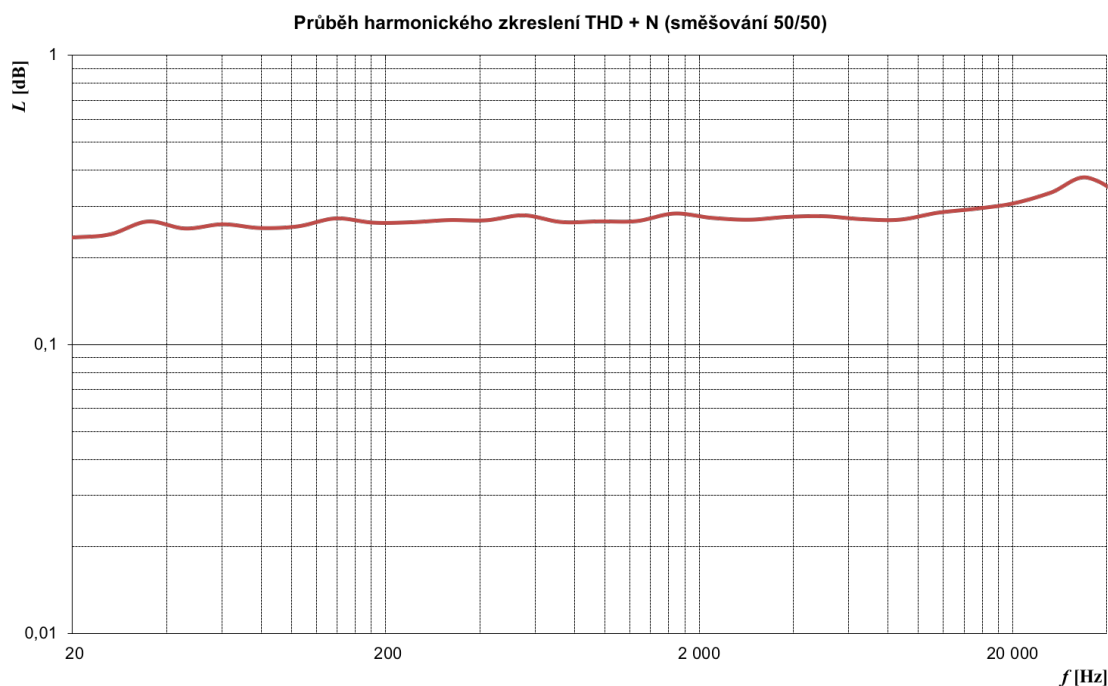
THD+N udává celkové harmonické zkreslení se započítaným šumem měřeného systému. Z výsledků je vidět, že elektronková část má činitel THD+N řádově vyšší než polovodičová, což odpovídá předpokladu a souhlasí s předchozím měřením THD, kdy k největšímu zkreslení dochází při 100% zesílení elektronkovou částí, ta se zároveň vyznačuje i vyšší hodnotu šumu. Na frekvenci 1 kHz byla pro 100% elektronkové zesílení naměřena hodnota $\text{THD+N} = 0,4 \%$, pro 100 % polovodičové zesílení $0,09 \%$ a po smíchání stupňů $0,27 \%$. Hodnoty jsou celkově vyšší než u parametru THD o úroveň přidaného šumu.



Obr. 6-10 Zkreslení THD+N (100% polovodičové zesílení)



Obr. 6-11 Zkreslení THD+N (100% elektronkové zesílení)

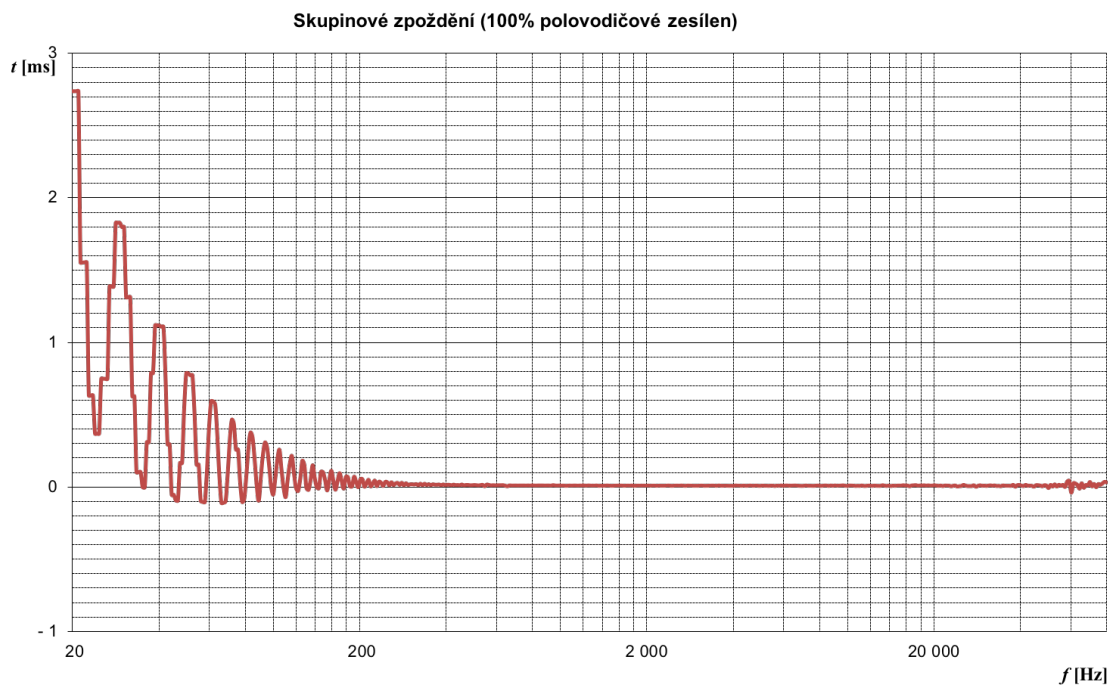


Obr. 6-12 Zkreslení THD+N (smíchání 50/50)

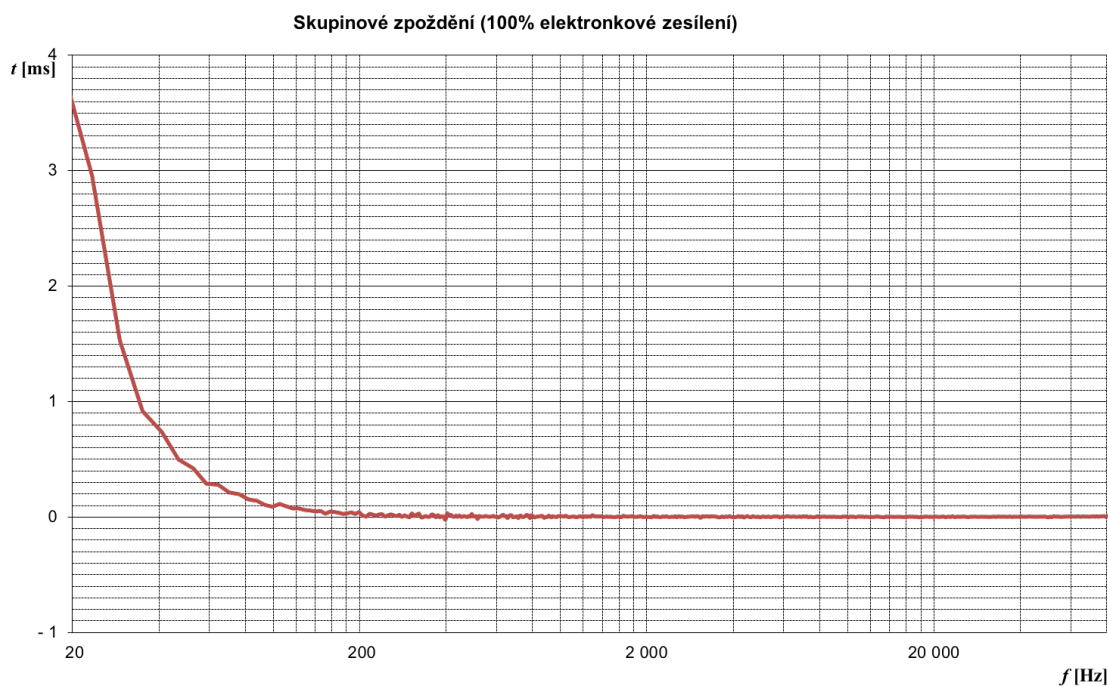
6.5 Skupinové zpoždění

Skupinové zpoždění (angl. group delay) udává reálné časové zpoždění na jednotlivých frekvencích po průchodu zařízením. Je to další vyjádření fázových vlastností signálu, ale na rozdíl od fázové charakteristiky, je vyjádřeno v sekundách. Skupinové zpoždění

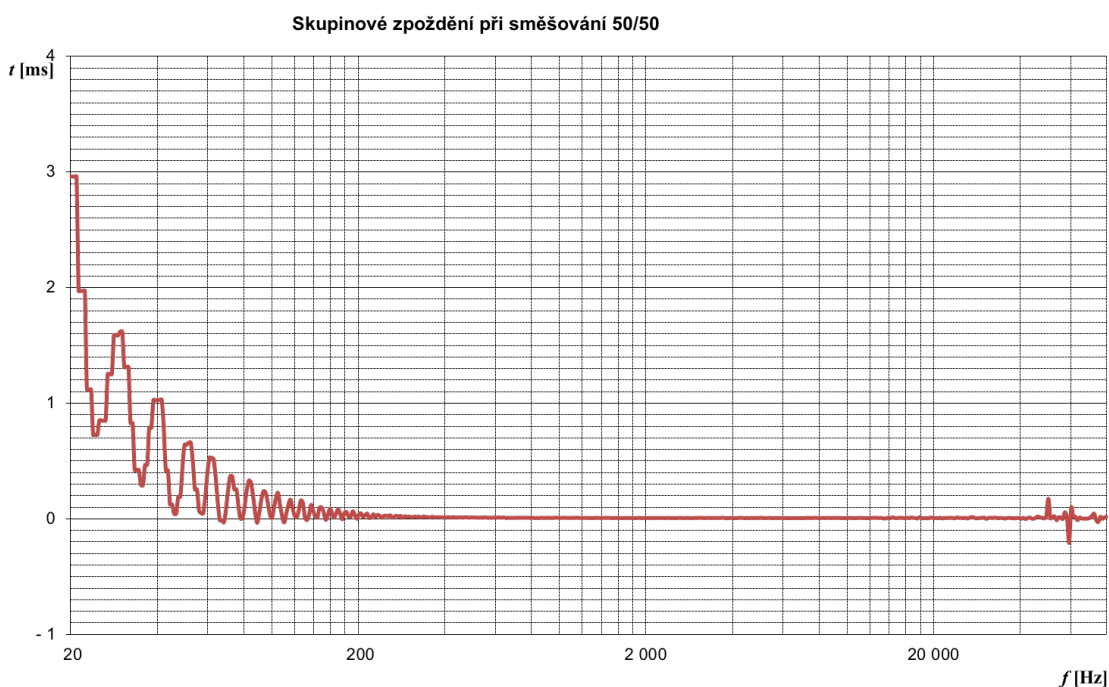
na frekvenci 20 Hz bylo naměřeno pro 100 % polovodičové zesílení 2,75ms, pro 100% elektronkové zesílení 3,5 ms a pro smíchaný stav 2,9 ms. Přibližně nad hodnotou 200 Hz a výše se skupinové zpoždění pohybuje v řádu μs ve všech případech měření.



Obr. 6-13 Skupinové zpoždění (100% polovodičové zesílení)



Obr. 6-14 Skupinové zpoždění (100% elektronkové zesílení)



Obr. 6-15 Skupinové zpoždění (směšování 50/50)

6.6 Ostatní širokopásmová měření

Vlastní šum

Parametr byl naměřený při nastaveném maximálním zisku předzesilovače (60 dB) jako efektivní hodnota napětí, při připojené impedanci na vstup o hodnotě 100 Ω a frekvenčním pásmu 20 Hz až 80 kHz. Jak bylo uvedeno v teoretickém úvodu kap 2.4. uvádí se v technické dokumentaci hodnota ekvivalentního šumu (EIN) pro zisk 0 dB, ale měřená je při maximální zisku. Je tedy třeba nastavený zisk od výsledku odečíst. Většinou se udává v jednotce dBu, proto byly výsledky podle rovnice (1.2) přepočítány:

100% polovodič

Naměřené hodnoty $U_{EF} = 1,2328 \text{ mV}$.

$$EIN = L - 60 = 20 \cdot \log \left(\frac{1,2328}{775} \right) - 60 = -56 - 60 = -116 \text{ dBu}$$

odhadovaná hodnota po váhování filtrem A bude přibližně $-116 - 5 = -121 \text{ dBu}$.

100% elektronka

Naměřené hodnoty $U_{EF} = 1,369 \text{ mV}$.

$$EIN = L - 60 = 20 \cdot \log \left(\frac{1,369}{775} \right) - 60 = -55 - 60 = -115 \text{ dBu}$$

odhadovaná hodnota po váhování filtrem A bude přibližně $-120 - 5 = -125 \text{ dBu}$.

50/50 smíchání elektronka/polovodič

Naměřené hodnoty $U_{EF} = 1,305 \text{ mV}$.

$$EIN = L - 60 = 20 \cdot \log \left(\frac{1,305}{775} \right) - 60 = -55,5 - 60 = -115,5 \text{ dBu}$$

odhadovaná hodnota po váhování filtrem A bude přibližně $-115,5 - 5 = -120,45 \text{ dBu}$.

Celkové zpoždění, které vzniká mezi vstupem a výstupem systému, bylo naměřeno jako $10 \mu\text{s}$.

7. ZÁVĚR

V rámci diplomové práce byla navržena celková koncepce hybridního mikrofonního předzesilovače. Filozofií návrhu bylo vytvořit předzesilovač, který nebude ve své signálové cestě obsahovat zbytečné obvody, které by mohly degradovat kvalitu signálu. Dále omezit použití polovodičových prvků v čistě elektronkové větvi (v tomto případě pouze sumační zesilovač), aby bylo prokazatelně možné rozhodnout, jaký vliv mají jednotlivé topologie na charakter výsledného zvuku.

Konkrétně byla navržena vstupní část, která obsahuje symetrický útlumový článek 20 dB, obvod pro přepínání vstupu nástrojového/mikrofonního a fantomové napájení navržené podle normy DIN45556. Výběru vstupního transformátoru byl kladen mimořádný význam, jelikož se jedná o prakticky první článek řetězce, který může přenos významně znehodnotit. Byl vybrán transformátor s označením Sowter 9145, který disponuje frekvenční charakteristikou s poklesem pouze 0,5 dB na frekvenci 60 kHz a dokáže zpracovat signál o maximální úrovni až 16 dBu. Tento frekvenční rozsah zajišťuje přenos harmonických i nad 20 kHz, které mají vliv na barvu zvuku. Výhodou je, že díky převodnímu poměru 1:2 zajišťuje napěťový zisk přibližně 6 dB a tím zlepšuje odstup od rušivých napětí na vstupu následujícího stupně.

Za vstupním transformátorem je signál rozdělen do elektronkové a polovodičové větve. Oba zesilovače mají stejný zisk 50 dB. Polovodičová část zesilovače obsahuje dva stejné stupně s operačním zesilovačem z diskretních součástek, jehož výhody jsou popsány v kap. 5.3. Oba stupně zprostředkují stejný zisk (25 dB). Jelikož zisk je nastaven odporem ve zpětné vazbě, musí být zisky obou stupňů nastaveny shodně, jinak by jeden stupeň degradoval šířku přenášeného pásma na úkor druhého. V obvodu druhého stupně byl použit obvod na kompenzaci stejnosměrné složky, a tím odpadla nutnost použití kondenzátoru, který by mohl signál znehodnotit. Zisk polovodičové topologie je řízen regulátorem až za prvním zesilovacím stupněm z důvodu dodržení nejlepších šumových vlastností. Regulátor je společným prvkem pro elektronkovou i polovodičovou část. Zisk obou topologií je řízen společně.

Elektronková část používá v prvním stupni kaskodu, která zprostředkuje většinu zisku a má přenos ve velmi širokém frekvenčním spektru. Zároveň má velmi dobré šumové vlastnosti a její celkový zisk je přibližně 30 dB. Za ní následuje druhý stupeň v zapojení SRPP, na jehož vstupu je zapojen regulátor zisku. Výhodou zapojení SRPP je malá výstupní impedance, a proto je zařazen na výstupu elektronkové části. Jeho zisk je přibližně 15 dB.

Směšovací obvod je tvořen dvojitým potenciometrem s opačně zapojenými dráhami. Na něj navazuje operační zesilovač, který zesiluje signál o 5 dB do celkových 60 dB a zároveň funguje jako impedanční oddělení výstupu od předchozích stupňů.

Aby bylo možné zajistit výstupní úroveň v pracovních mezích i při zachování možnosti vybudit vstup do vyšších mezí, byl použit regulátor výstupní úrovně. Jedná se o přemostěný plynule regulovatelný útlumový T-článek, který by neměl ovlivňovat impedanční poměry v obvodu. Jeho hlavní funkcí je umožnit plynulou regulaci

výstupní úrovně v rozmezí útlumu 0–25 dB. Za regulátorem výstupní úrovně je do signálové cesty zařazen indikátor úrovně typu PPM (peak program meter), tedy indikátor špičkových hodnot. Ten uživateli dává informaci o špičkové úrovni signálu na celkovém výstupu. Výstupní obvod obsahuje dále obvod pro otočení fáze a výstupní transformátor, který převádí signál zpět na symetrický.

Napájení celého předzesilovače zajišťuje celkem pět různých zdrojů. Všechny nízkonapěťové zdroje (6,3– 48 V) jsou postaveny na stabilizátorech. Pouze anodový zdroj o napětí 270 V je tvořen soustavou RC článků.

Byly navrženy celkem 4 plošné spoje (DPS) samostatně pro napájecí zdroj, polovodičovou část (obsahující všechny pomocné obvody), indikátor vybuzení a diskrétní operační zesilovač, který se zapojuje nasunutím do patice hlavního DPS. Elektronková část využívá drátové popojky na samostatné konstrukci. Měření předzesilovače bylo provedeno pomocí audio analyzátoru APx500 firmy Audio Precision. Charakteristiky byly naměřeny při třech různých způsobech nastavení směšovacího obvodu: 100% polovodičové zesílení, 100% elektronkové zesílení a rovnocenné smíchání obou větví (50/50).

Dolní mezní frekvence ve všech případech vychází pod 20 Hz. Při zesílení 100% polovodičovou větví vychází horní mezní frekvence 78 kHz. Při elektronkovém zesílení i smíchání vychází horní mezní frekvence nad 80 kHz.

Fázová charakteristika je u polovodičového zesílení bez zvlnění v převážné většině akustického pásma, přičemž u elektronkové části je tato charakteristika bez odchylky skoro v celém měřeném frekvenčním pásmu (20 Hz až 80 kHz), a to z důvodu velmi širokého frekvenčního přenosu celé elektronkové části.

Celkové harmonické zkreslení THD na frekvenci 1 kHz vychází při 100 % zesílení elektronkou řádově vyšší (0,15 %) než u polovodičové části (0,05 %), což je předpokládaný a žádaný výsledek. Celkové harmonické zkreslení se započtenou hodnotou šumu THD+N vychází pro elektronkovou část rovněž vyšší kolem 0,4 %, zatímco u polovodičového je to pod 0,1 %.

Skupinové zpoždění vychází v rámci většiny požadovaného pásma v jednotkách μ s u elektronkového i polovodičového zesílení.

V poslední řadě byly změřeny hodnoty šumového napětí při zapojené impedanci na vstupu 100 Ω a následně byly přepočteny do jednotek dBu.

Ekvivalentní vstupní šum při zesílení pouze elektronkovou částí je –115 dBu, u polovodičového zesílení vychází –121 dBu a při smíchání obou větví je to –115,5 dBu. Celkový zisk obou větví byl změřen 59,7 dB s poklesem 0,3 dB ve středu nastavení směšovacího regulátoru.

Z celkového hlediska lze konstatovat, že byly splněny předpoklady. Zejména z hlediska šumových vlastností a harmonického zkreslení. Elektronká část dosahuje vyšších hodnot zkreslení THD i šumových napětí, naopak má širší frekvenční přenos a nižší fázové zkreslení. Polovodičový stupeň dosahuje nižšího šumu a nižší úrovně zkreslení THD. Hlavním přínosem práce bylo spojení těchto dvou zvukově odlišných topologií do jednoho funkčního zařízení s možností rychlé volby unikátního zvuku.

Literatura

- [1] SCHIMMEL, Jiří. *Studiová a hudební elektronika*. 2. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. ISBN 978-80-214-4452-2.
- [2] BOHN, Dennis. No Such Thing as Peak Volts dBu. In: *RaneNote: 169* [online]. Rane Corporation, 2012, s. 3 [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: http://www.rane.com/pdf/ranenotes/No_Such_Thing_as_Peak_Volts_dBu.pdf
- [3] SENGPIEL, Eberhard. Voltage (Volt) to Level dBu and dBV Conversion and Vice Versa. In: *Sengpielaudio* [online]. [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: <http://www.sengpielaudio.com/calculator-db-volt.htm>
- [4] BOHN, Dennis. Selecting Mic Preamps. In: *RaneNote: 148* [online]. Rane Corporation, 2007, s. 7 [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: https://www.rane.com/pdf/ranenotes/Selecting_Mic_Preamps.pdf
- [5] NEČÁSEK, Sláva. *Radiotechnika do kapsy*. 2., upravené a dopln. vyd. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1981. Řada elektrotechnické literatury.
- [6] DVOŘÁČEK, Jaroslav a kol. *Vysokofrekvenční technika pro 2. a 3. ročník průmyslových škol elektrotechnických (studium pracujících)*. 2. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1964. Řada elektrotechnické literatury.
- [7] SCHWARTAU, Winn a David SMITH. *Neumann the history of Tube Condenser Microphones* [online]. In: . [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: <http://www.vintagewindings.com/gen%20pop/8299543VW8335/ProAudio1/Neumann%20Tube%20Mic%20History.pdf>
- [8] SMETANA, Ctirad a kol. *Praktická elektroakustika*. Praha: SNTL-Nakladatelství technické literatury, 1981.
- [9] FELIX, Jozef. *Rádce pracovníka se zvukem*. 1. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1965. Praktické elektrotechnické příručky.
- [10] FEARNLEY, Michael. Driving VU and other AC Meters: Simple high performance circuits. In: *Objective Sounds* [online]. 2015 [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: <http://objectivesounds.co.uk/articles/driving-vu-and-other-ac-meters/>

- [11] 990 Discrete Op-Amp. In: *THE JOHN HARDY COMPANY* [online]. 2016, s. 8 [cit. 2018-12-13]. Dostupné z: <http://www.johnhardyco.com/pdf/990.pdf>
- [12] FREEDMAN, Peter. Rode Microphones: NTK Instruction Manual. Sydney, Australia.
- [13] BALLOU, Glen. *Handbook for Soundengineers*. Fourt Edition. Burlington, MA 01803, USA: Focal Press, 2008. ISBN 978-0-240-80969-4.
- [14] WEINZIERL, Stefan. *Handbuch der Audiotechnik*. Springer-Verlag, 2009. ISBN 978-3-540-34301-1.
- [15] SOWTER TYPE 9145: EA Sowter Ltd. In: *Sowter Transformers* [online]. United Kingdom: Sowter, 2000 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <http://www.sowter.co.uk/specs/9145.php>
- [16] <https://frank.pocnet.net/> [online]. In: . 2000 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://frank.pocnet.net/sheets/084/e/ECC82.pdf>.
- [17] [Http://sound.whsites.net](http://sound.whsites.net) [online]. In: . 2000 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <http://sound.whsites.net/valves/analysis.html>.
- [18] BARBOUR, Eric. The Cool Sound of Tubes. *IEEE Spectrum*. 1998, (August), 24-35.
- [19] *Antelope Orion 32: Owner's Manual* [online]. In: . 2013, 26.04.2013, s. 20-20 [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: [https://repo.antelopeaudio.com/downloads/orion32/manual/Orion_32_Owner_Manual_\[EN\].pdf](https://repo.antelopeaudio.com/downloads/orion32/manual/Orion_32_Owner_Manual_[EN].pdf)
- [20] IEC 60268-3: Sound system equipment - Part 3: Amplifiers. 5. 2018-04-25, 2018.
- [21] BLENCOWE, Merlin. *Design High-Fidelity Valve Preamp*. Milton Keynes UK: lightning source UK, 2016. ISBN 978-0-9561545-3-8.
- [22] *Discrete Op Amps* [online]. USA [cit. 2019-05-14]. Dostupné z: <https://sparkoslabs.com/discrete-op-amps/>
- [23] *APx515 AUDIO ANALYZER: 2-Channel audio analyzer* [online]. [cit. 2019-05-14]. Dostupné z: http://www.eatd.org/PDF/Audio_Precision_APx515.pdf

Seznam symbolů a zkratek

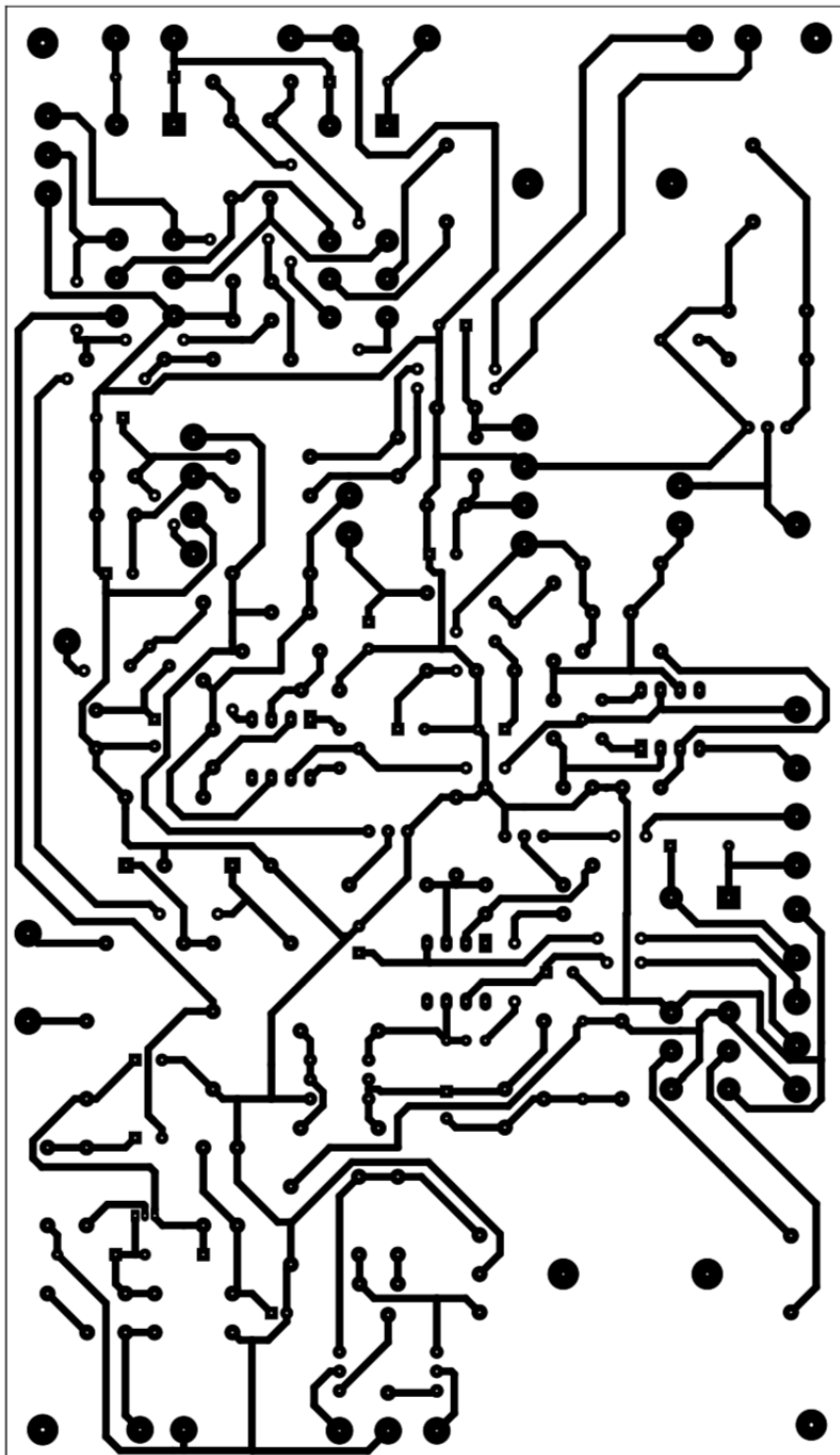
Zkratky:

EIN	...	ekvivalentní vstupní šum
ESN	...	ekvivalentní vlastní šum
PAD	...	útlumový článek
OZ	...	operační zesilovač
DOZ	...	diskrétní operační zesilovač
CMRR	...	činitel potlačení souhlasného rušení
A/D	...	analogově digitální
THD	...	celkové harmonické zkreslení
JFET	...	tranzistor řízený polem
SPL	...	sound pressure level
DPS	...	deska plošných spojů

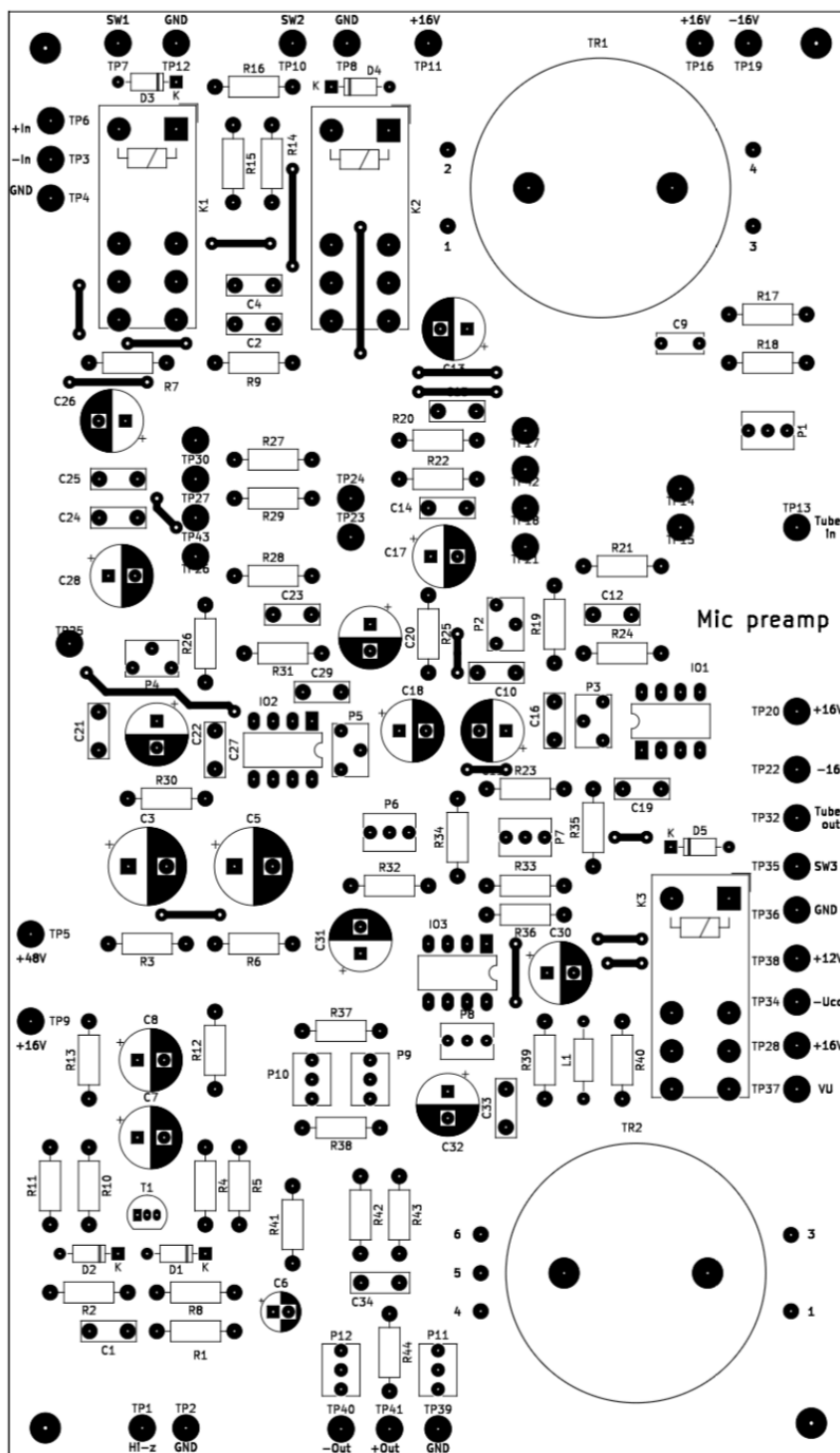
Seznam příloh

Příloha 1 - DPS hlavní části předzesilovače (strana spojů)	104
Příloha 2 - DPS hlavní části předzesilovače (strana součástek)	105
Příloha 3 - DPS diskrétního operačního zesilovače DOZ25.....	106
Příloha 4 - DPS napájecího zdroje (strana spojů)	107
Příloha 5 - DPS napájecího zdroje (strana součástek)	108
Příloha 6 - DPS indikátoru úrovně.....	109
Příloha 7 - Celkové schéma	110
Příloha 8 - Fotodokumentace	111

Příloha 1 - DPS hlavní části předzesilovače (strana spojů)

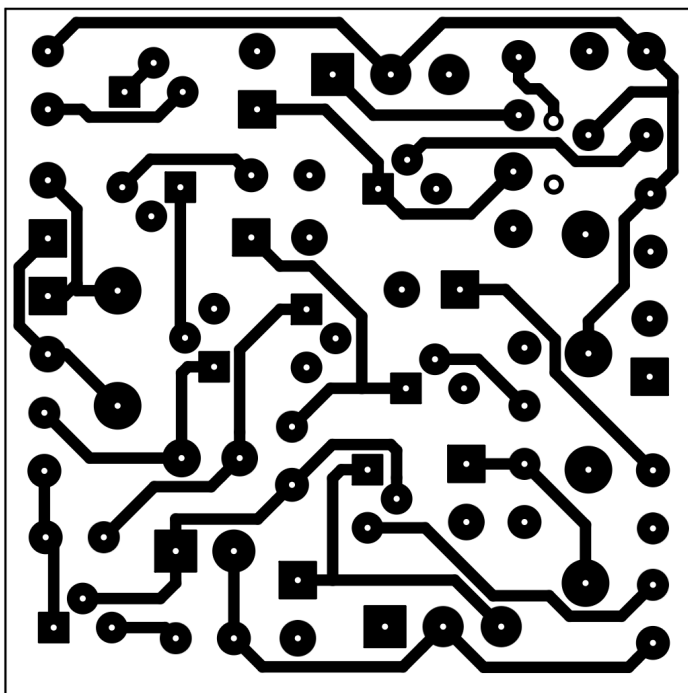


Příloha 2 - DPS hlavní části předzesilovače (strana součástek)

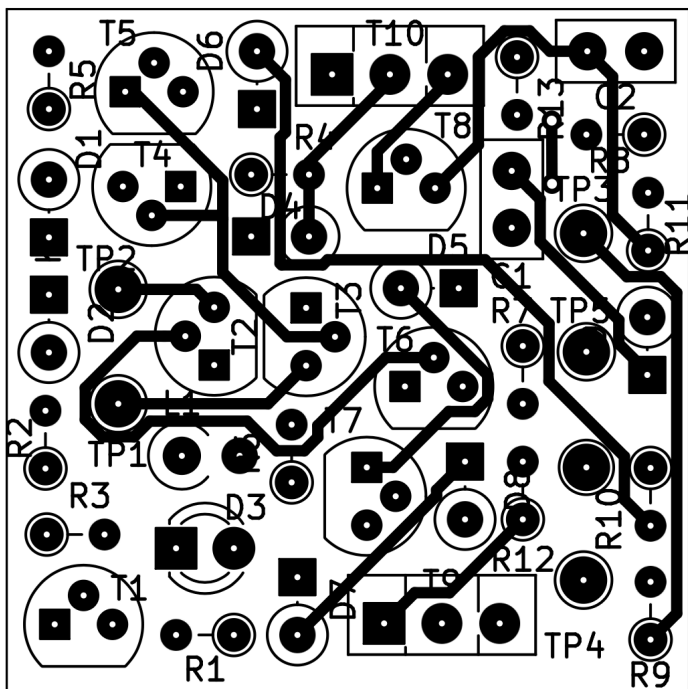


Příloha 3 - DPS diskrétního operačního zesilovače DOZ25

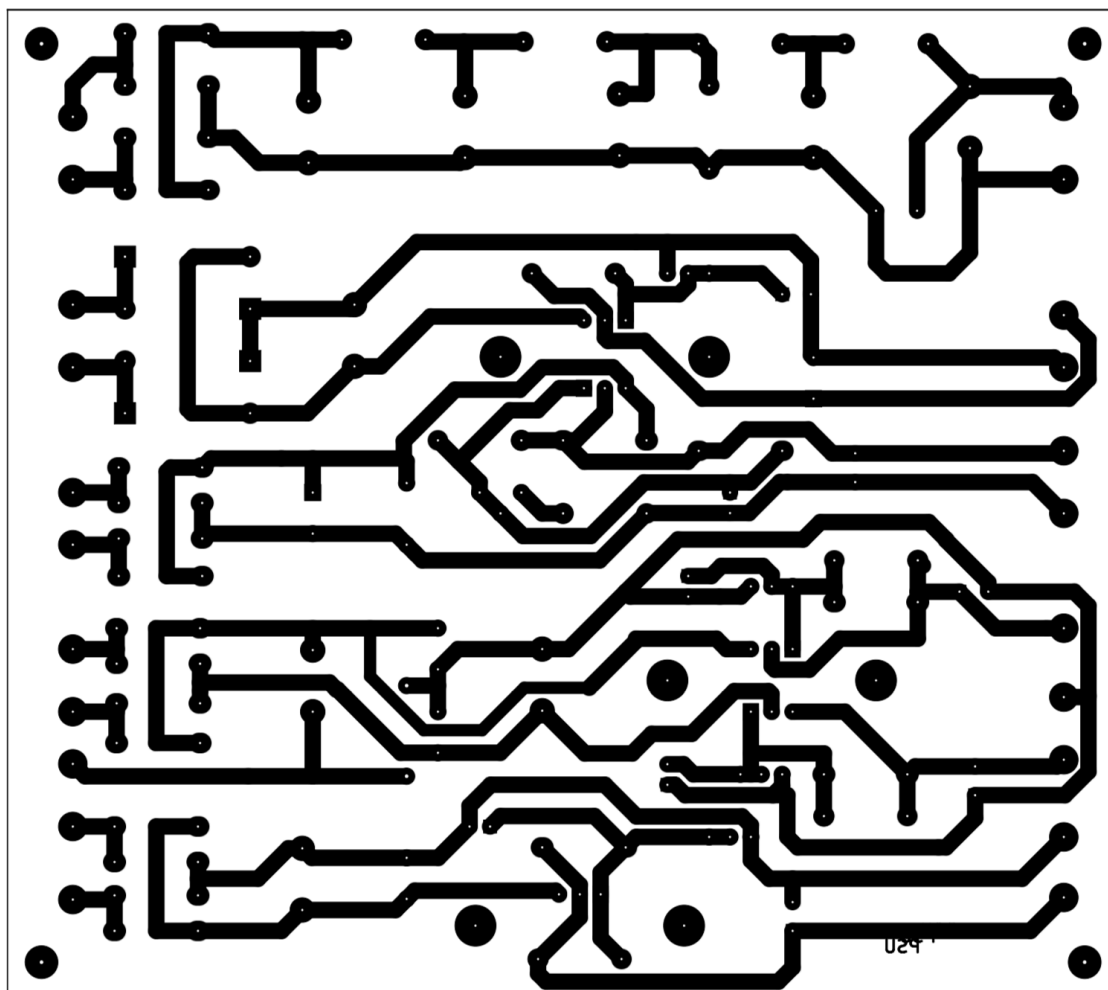
strana spojů



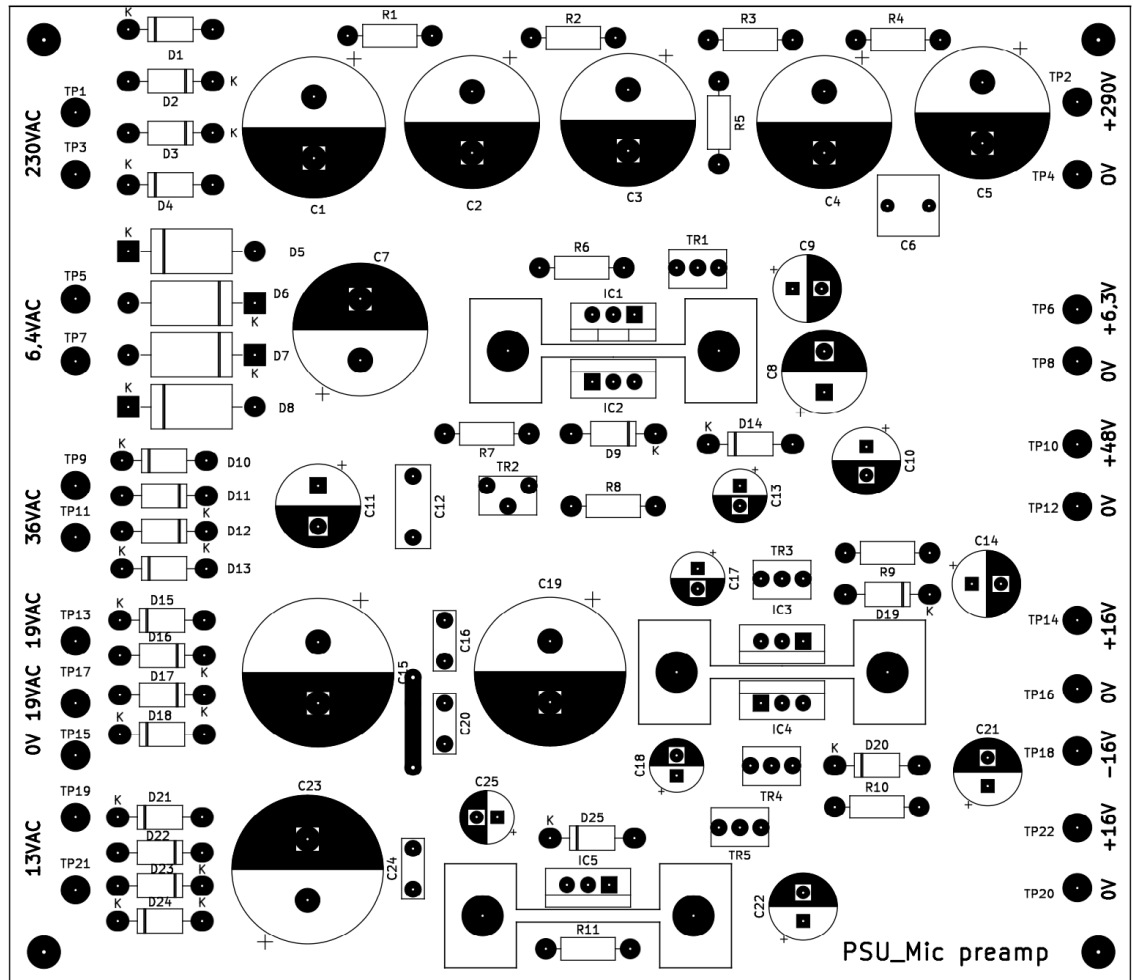
strana součástek



Příloha 4 - DPS napájecího zdroje (strana spojů)

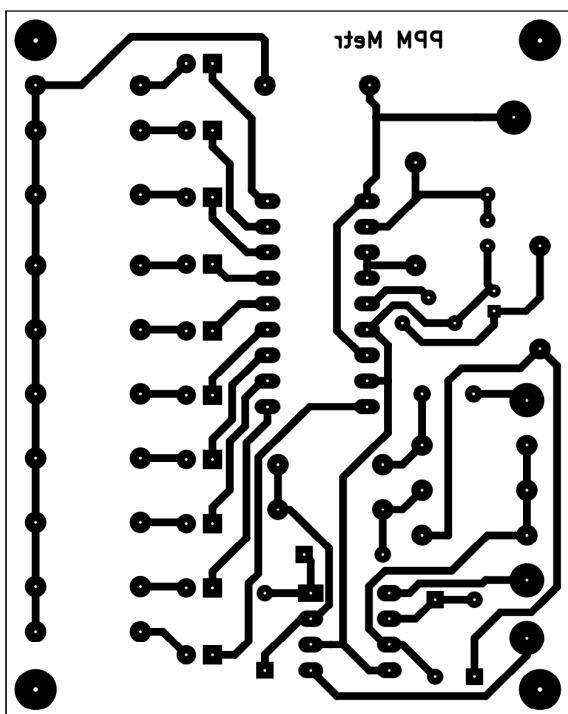


Příloha 5 - DPS napájecího zdroje (strana součástek)

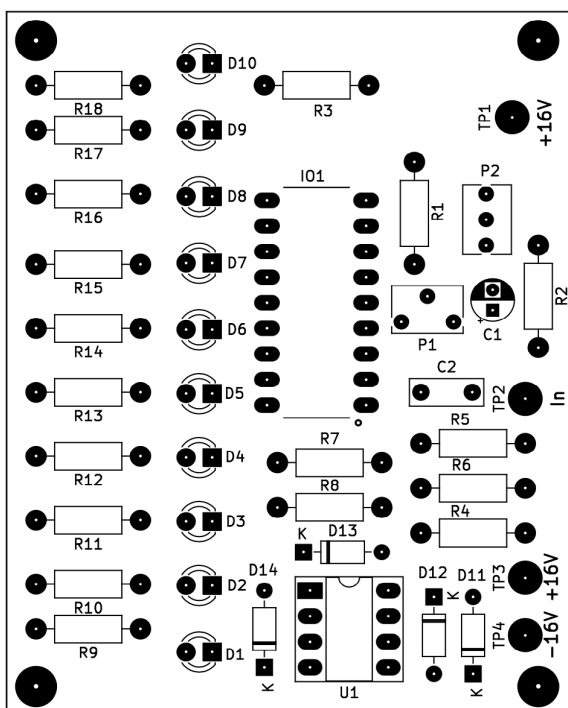


Příloha 6 - DPS indikátoru úrovně

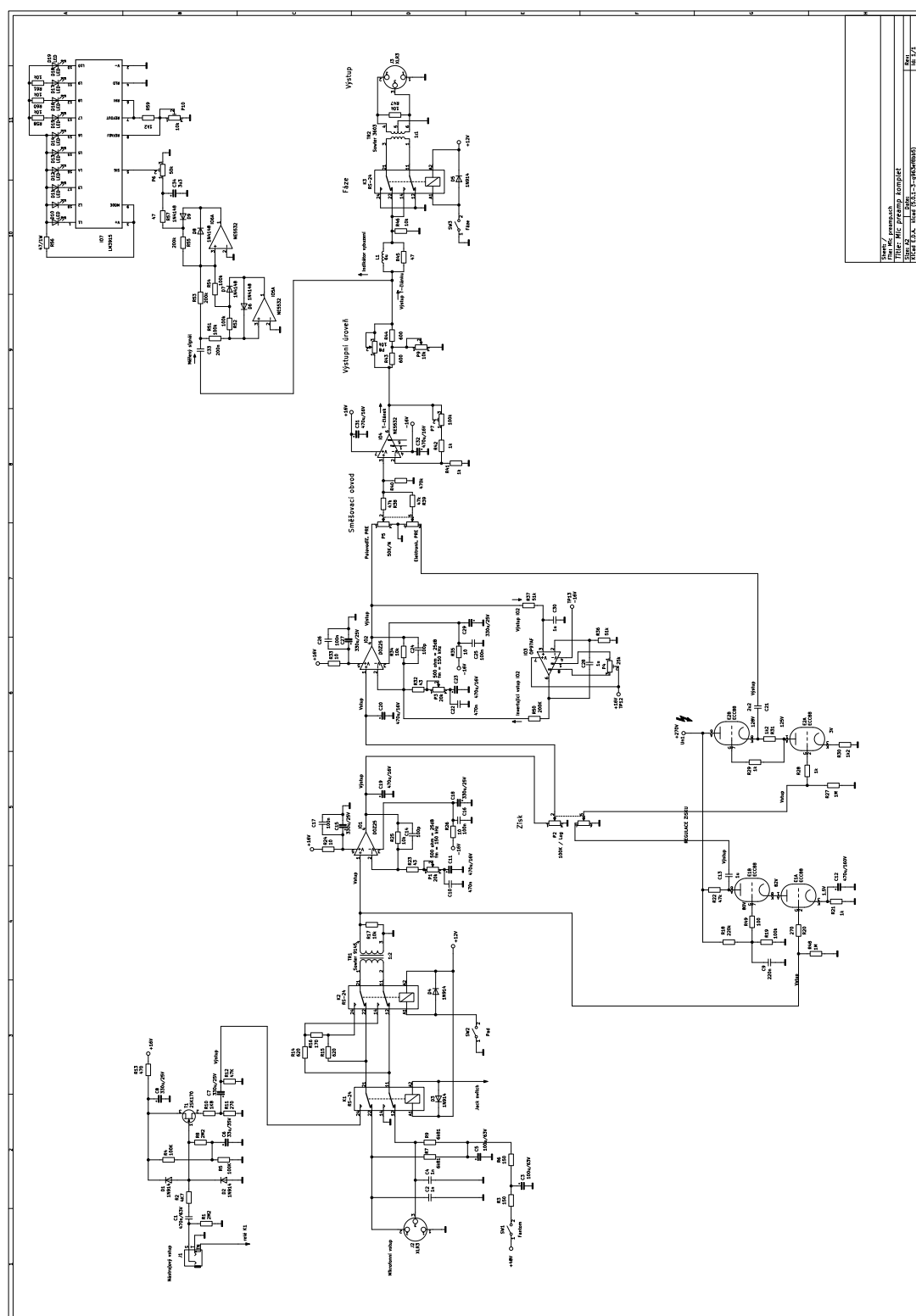
Strana spojů



Strana součástek



Příloha 7 - Celkové schéma



Příloha 8 - Fotodokumentace

